



**Adão Paulo Soares
Silva**

**Técnicas de Cancelamento PIC para o Sistema
UMTS-TDD**

Dissertação apresentada à Universidade de Aveiro para cumprimento dos requisitos necessários à obtenção do grau de Mestre em Engenharia Electrónica e Telecomunicações, realizada sob a orientação científica do Doutor Atílio Gameiro, Professor Associado do Departamento de Engenharia Electrónica e Telecomunicações da Universidade de Aveiro

o júri

presidente

Prof. Doutor José Fernando da Rocha Pereira Prof. Associado do Departamento de Engenharia Electrónica e Telecomunicações da Universidade de Aveiro

vogais

Prof. Doutor António Manuel Gusmão Correia Prof. Auxiliar do Departamento de Engenharia Electrónica e de Computadores do Instituto Superior Técnico (IST)

Prof. Doutor Atílio Manuel da Silva Gameiro Prof. Associado do Departamento de Engenharia Electrónica e Telecomunicações da Universidade de Aveiro

agradecimentos

Primeiramente gostaria de agradecer aos meus pais pelo incentivo e apoio que sempre me deram.

À minha esposa, Bárbara, pelo carinho e incentivo que me deu ao longo da dissertação.

Ao Prof. Atílio Gameiro pela sua orientação, dedicação e disponibilidade que sempre demonstrou.

A todos os que participaram no projecto ASILUM, em especial, ao Eng. Pedro Pinho pela sua disponibilidade e ajuda no *software* de simulação.

À Universidade de Aveiro e à Fundação para a Ciência e Tecnologia (FCT) pelas bolsas concedidas para a realização desta dissertação.

Ao Instituto de Telecomunicações (Pólo de Aveiro) pelas excelentes condições de trabalho que me proporcionou.

resumo

O objectivo desta dissertação é estender o conceito das técnicas PIC (*Parallel Interference Cancellation*) a receptores com agregados de antenas e avaliar o desempenho das diferentes estruturas PIC em vários cenários no sistema UMTS-TDD (*Universal Mobile Telecommunication System*).

Para tal, a dissertação inclui secções de preparação, onde é efectuado uma revisão da evolução das comunicações móveis celulares, de alguns aspectos fundamentais das técnicas de espalhamento de espectro, das especificações do sistema UMTS-TDD relevantes para o trabalho e a nível mais avançado uma síntese das principais técnicas MUD (*Multiuser Detection*) propostas na literatura. Após a apresentação deste material preparatório necessário para compreender o trabalho realizado, são descritos, caracterizados, avaliados e comparados os vários algoritmos. Foram implementadas numa cadeia de simulação vários tipos de estruturas PIC, designadamente, com um e dois estágios, com cancelamento parcial e completo, com estimativas *hard* e *soft*, com uma antena e com um agregado circular uniforme de M elementos. De forma a avaliar o desempenho destas estruturas PIC foram obtidos resultados em vários cenários, nomeadamente, com estimativas perfeitas dos parâmetros do canal e controlo de potência perfeito; com estimativas imperfeitas dos parâmetros do canal e controlo de potência perfeito; com factores de espalhamento variáveis e estimativas perfeitas dos parâmetros do canal. Os parâmetros necessários para efectuar simulações ao nível do sistema foram, também, calculados.

Como conclusão principal deste trabalho, ressalta que a estrutura HD_PIC (*hard decision* - PIC) com um estágio é a que apresenta a melhor relação desempenho/complexidade, verificando-se que a combinação desta estrutura com um agregado de antenas é uma técnica extremamente promissora para o UMTS-TDD.

Palavras Chave: detecção multi-utilizador, cancelamento de interferência, agregados de antenas, filtragem espacio-temporal, DS-CDMA, PIC e UMTS-TDD

abstract

The main objective of this dissertation is to extend the parallel interference cancellation (PIC) techniques to receivers with antenna arrays and evaluate the performance for different scenarios, of different PIC structures in the Universal Mobile Telecommunication System (UMTS).

Therefore, the dissertation includes preparation sections, where the evolution and main concepts of cellular communication systems, the fundamental issues about spread spectrum techniques and some important specification of the UMTS system are reviewed, and at a more advanced level a synthesis of the main Multiuser Detection (MUD) techniques proposed in the literature is done. After the presentation of this preparatory material, fundamental to understand the work performed, the PIC algorithms are described, analysed, evaluated and compared. Several PIC structures were implemented in a simulation chain, namely, with one and two stages, with full and partial cancellation, with hard and soft estimates, with single antenna and a uniform circular array with M elements. To evaluate the performance of this PIC structures results were obtained in several scenarios, such as, with perfect channel parameters estimate and perfect power control, with imperfect channel parameters estimate and perfect power control, with several spreading factors and perfect channel parameters estimate. The parameters needed to perform simulations at system level were calculated.

The main conclusion of this work is that the hard decision PIC (HD_PIC) with one stage presents the best performance/complexity ratio, and the combination of this PIC structure with antenna array is a very promising technique for UMTS-TDD.

Keywords: multiuser detection, interference cancellation, antenna arrays, special-temporal filtering, DS-CDMA, PIC e UMTS-TDD.

Índice

LISTA de FIGURAS

LISTA de TABELAS

LISTA de ACRÓNIMOS

1	INTRODUÇÃO.....	1
1.1	MOTIVAÇÃO	1
1.2	ENQUADRAMENTO E OBJECTIVOS.....	2
1.3	ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO	3
1.4	CONTRIBUIÇÕES.....	4
2	TECNOLOGIAS PARA COMUNICAÇÕES CELULARES	5
2.1	EVOLUÇÃO DOS SISTEMAS DE COMUNICAÇÃO MÓVEIS	5
2.2	SISTEMAS POR ESPALHAMENTO DE ESPECTRO	9
2.2.1	Introdução	9
2.2.2	Conceitos básicos de SS	10
2.2.2.1	Espalhamento do espectro por sequência directa (DS-SS).....	12
2.2.2.2	Espalhamento do espectro por salto na frequência (FH – SS)	17
2.2.2.3	Espalhamento do espectro por salto no tempo (TH-SS).....	19
2.2.2.4	Sistemas de espalhamento de espectro híbridos	20
2.2.3	Sequências de espalhamento	23
2.2.3.1	Propriedades básicas das sequências de espalhamento	23
2.2.3.2	Sequências PN	23
2.2.3.3	Códigos ortogonais	25
2.2.4	Acesso múltiplo por DS-CDMA	26

2.3	ELEMENTOS BÁSICOS DE UM SISTEMA DS-CDMA	30
2.3.1	Receptor RAKE	31
2.3.2	Controlo de potência	32
2.3.3	<i>Soft e softer handovers</i>	33
2.3.4	<i>Handover</i> entre frequências	35
2.4	UMTS	35
2.4.1	Conceitos Gerais	36
2.4.2	Especificações do modo TDD	38
2.4.2.1	Estrutura do Canal Físico	38
2.4.2.2	Operações de <i>channelisation</i> , <i>scrambling</i> e modulação	40
2.4.2.3	Sequências de treino	42
2.4.2.4	Canais físicos dedicados	43
2.4.2.5	Canais físicos comuns	43
2.4.2.6	Controlo de potência	44
2.4.2.7	<i>Handover</i> no modo TDD	45
2.4.2.8	<i>Time Advance (TA)</i>	46
3	TÉCNICAS DE DETECÇÃO MULTI-UTILIZADOR	47
3.1	RECEPTOR CONVENCIONAL – RAKE	47
3.1.1	Conceitos gerais	47
3.1.2	Limitações do receptor convencional	52
3.2	RECEPTOR ÓPTIMO DE VERDU	53
3.3	TÉCNICAS DE DETECÇÃO MULTI-UTILIZADOR SUB-ÓPTIMOS	54
3.3.1	Descorrelador	55
3.3.2	Detector de mínimos quadráticos (MMSE)	57
3.3.3	Cancelador de interferência paralela	59
3.3.3.1	Conceitos básicos do PIC	59
3.3.3.2	Cancelamento parcial e o efeito de <i>bias</i>	61
3.3.3.3	Análise da complexidade do PIC	62
3.3.4	Cancelador de interferência série	64
3.3.5	Comparação do desempenho dos detectores multiutilizador	67
3.4	RECEPTORES ESPACIO - TEMPORAIS	69
3.4.1	Conceitos básicos	69
3.4.2	Arquitecturas espacio-temporais	72

4	PLATAFORMA DE SIMULAÇÃO DE ESTRUTURAS PIC COM M ANTENAS	75
	
4.1	MODELO DO SISTEMA	75
4.2	MODELO DO CANAL.....	77
4.3	DESCRIÇÃO DA PLATAFORMA IMPLEMENTADA.....	79
4.4	DESCRIÇÃO DAS ESTRUTURAS PIC	84
4.5	ANÁLISE DA COMPLEXIDADE.	91
5	AValiação DO DESEMPENHO DAS ESTRUTURAS PIC	94
5.1	RESULTADOS COM ESTIMATIVAS PERFEITAS DOS PARÂMETROS DO CANAL..	95
5.2	RESULTADOS EM CENÁRIOS COM VÁRIOS FACTORES DE ESPALHAMENTO..	109
5.3	RESULTADOS COM ESTIMATIVAS IMPERFEITAS DOS PARÂMETROS DO CANAL...	
	114
5.4	PARÂMETROS PARA A ANÁLISE DO SISTEMA	129
6	CONCLUSÃO E TRABALHO FUTURO.....	133
6.1	CONCLUSÕES	133
6.2	TRABALHO FUTURO.....	135

REFERÊNCIAS

Lista de Figuras

Figura 2.1: Evolução das taxas de transmissão dos sistemas de comunicações móveis ao longo do tempo.	8
Figura 2.2: Diagrama de blocos genérico de um sistema de comunicação por SS.	11
Figura 2.3: Diagrama de blocos genérico de um emissor DS-SS.	12
Figura 2.4: Formas de onda num sistema SS, nos pontos A,B e C.	13
Figura 2.5: Diagrama de blocos genérico de um receptor DS-SS.....	13
Figura 2.6: DEP do sinal DS-SS BPSK não espalhado (esquerda) e espalhado (direita)14	
Figura 2.7: Ilustração da influencia do G na detectabilidade dos sinais.	15
Figura 2.8: DEP do sinal BPSK corrompido por uma interferência de banda estreita.	16
Figura 2.9: Ilustração da redução de interferências de banda estreita em sistemas DS-SS.	16
Figura 2.10: Ocupação da largura de banda disponível para os sistemas FH_SS e DS_SS.	17
Figura 2.11: Diagrama de blocos de um emissor FH_SS.	18
Figura 2.12: Diagrama de blocos de um receptor FH-SS.....	18
Figura 2.13: Diagrama de blocos de um emissor DS-FH.	22
Figura 2.14: Topologia básica de um sistema de acesso múltiplo.	26
Figura 2.15: Representação esquemática da técnica FDMA.	27
Figura 2.16: Representação esquemática da técnica TDMA.	28
Figura 2.17: Ilustração da DEP de um sinal SS correspondente a K utilizadores, antes a) e depois b) do <i>de-spread</i>	30
Figura 2.18: Principio de funcionamento de um receptor RAKE.	31
Figura 2.19: Controlo de potência em malha fechada num sistema DS-CDMA.....	33
Figura 2.20: Estrutura da trama no modo comprimido.	35
Figura 2.21: Cobertura típica de UMTS.....	37
Figura 2.22: Estrutura da Trama.....	39

Figura 2.23: Estrutura de cada <i>Time Slot</i>	39
Figura 2.24: Exemplo de alguns modos de configuração da trama TDD.....	40
Figura 2.25: Representação do código OVFSF.....	41
Figura 2.26: Operações de <i>Channelisation</i> , <i>Scrambling</i> e Modulação.....	41
Figura 2.27: Geração dos <i>midambles</i> , neste exemplo podem ser estimados até 3 respostas impulsivas.....	42
Figura 2.28: Transmissão do TFCI e TPC dentro do <i>burst</i>	43
Figura 3.1: Diagrama de blocos genérico de um receptor convencional, com L componentes multipercurso.....	48
Figura 3.2: Diagrama de blocos de um receptor convencional, com apenas uma componente multipercurso.	49
Figura 3.3: Diagrama temporal para um canal assíncrono com 2 utilizadores e 3 bits por utilizador.	51
Figura 3.4: Detector óptimo para transmissão assíncrona.	53
Figura 3.5: Técnicas de detecção múltipla.	55
Figura 3.6: Diagrama de blocos do descorrelador para canais síncronos.	56
Figura 3.7: Diagrama de blocos do detector MMSE para canais síncronos.....	58
Figura 3.8: Diagrama de blocos genérico de um detector PIC (decisão <i>soft</i>).	60
Figura 3.9: Diagrama de blocos, simplificado, do PIC com dois estágios.	61
Figura 3.10: Diagrama de blocos de um PIC com cancelamento parcial.....	63
Figura 3.11: Diagrama de blocos simplificado do detector SIC.....	64
Figura 3.12: Diagrama de blocos do detector GSIC.....	66
Figura 3.13: Esquema genérico do detector EGSIC.	67
Figura 3.14: Agregado de antenas uniforme e linearmente espaçado.....	70
Figura 3.15: Arquitectura AMC.	73
Figura 3.16: Arquitectura CAM.	74
Figura 4.1: Modelo do Sistema.....	76
Figura 4.2: Geometria do modelo GBSBEM para micro- células.	78
Figura 4.3: Diagrama de blocos da Plataforma de simulação.	80
Figura 4.4: Diagrama de blocos do emissor.	80
Figura 4.5: Diagrama de blocos do emissor, implementado no COSSAP.	81
Figura 4.6: Diagrama de blocos do canal, processamento para o utilizador 1.....	82
Figura 4.7: Tabela de configuração, associada ao bloco do canal.....	83

Figura 4.8: Estrutura do receptor implementado.	85
Figura 4.9: Combinador Espacio-Temporal – MRC.....	85
Figura 4.10: Esquema do <i>multisensor</i> PIC implementado – representação de apenas 1 estágio.	86
Figura 4.11: Esquema do HD_PIC, um estágio, implementado em COSSAP.	88
Figura 4.12: Tabela de configuração, associada ao bloco do HD_PIC.	89
Figura 5.1: Comparação do desempenho entre as diferentes estruturas de PIC implementadas e o RAKE em função do número de utilizadores activos.	99
Figura 5.2: Efeito dos pesos no desempenho do HD_PIC e SD_PIC com um e dois estágios de cancelamento.	99
Figura 5.3: Desempenho do SD_PPIC, com cancelamento parcial, do HD_PIC e do receptor RAKE em função do número de utilizadores activos.....	100
Figura 5.4: Efeito dos pesos no desempenho do SD_PIC e HD_PIC com uma antena e do SD_PIC com um agregado circular de 4 elementos.....	101
Figura 5.5: Comparação do desempenho das estruturas PIC e do RAKE, com uma antena e com um agregado circular de 4 elementos, em função de E_b/N_0	105
Figura 5.6: Comparação do desempenho das estruturas PIC e do RAKE, com uma antena e com um agregado circular de 4 elementos, em função do número de utilizadores.....	106
Figura 5.7: Comparação do desempenho do HD_PIC, SD_PPIC e RAKE para uma antena, um agregado circular de 4 elementos e de 16 elementos em função de E_b/N_0	108
Figura 5.8: Comparação do desempenho do HD_PIC, SD_PPIC e do RAKE em função do número de antenas.	108
Figura 5.9: Desempenho do RAKE em cenários com diferentes factores de espalhamento.	112
Figura 5.10: Desempenho do SD_PPIC, um estágio, em cenários com diferentes factores de espalhamento.	113
Figura 5.11: Desempenho do HD_PIC, um estágio, em cenários com diferentes factores de espalhamento.	113
Figura 5.12: Comparação do desempenho do HD_PIC com um e dois estágios, em cenários com diferentes factores de espalhamento.	114
Figura 5.13: Desempenho do HD_PIC (um estágio) com estimativas imperfeitas no atraso.....	117

Figura 5.14: Desempenho do HD_PIC (um estágio) com estimativas imperfeitas na fase.	117
Figura 5.15: Desempenho do HD_PIC (um estágio) com estimativas imperfeitas no ângulo de chegada.	118
Figura 5.16: Desempenho do HD_PIC (um estágio) com estimativas imperfeitas na amplitude.	118
Figura 5.17: Comparação do desempenho entre o HD_PIC (um estágio) e o HD_PIC (dois estágios) com estimativas imperfeitas do ângulo de chegada.	119
Figura 5.18: Desempenho do HD_PIC (um estágio) com estimativas imperfeitas em todos os parâmetros do canal simultaneamente.	121
Figura 5.19: Desempenho do SD_PPIC (um estágio) com estimativas imperfeitas no atraso.	123
Figura 5.20: Desempenho do SD_PPIC (um estágio) com estimativas imperfeitas na fase.	123
Figura 5.21: Desempenho do SD_PPIC (um estágio) com estimativas imperfeitas no ângulo de chegada.	124
Figura 5.22: Desempenho do SD_PPIC (um estágio) com estimativas imperfeitas na amplitude.	124
Figura 5.23: Desempenho do SD_PPIC (um estágio) com estimativas imperfeitas em todos os parâmetros do canal simultaneamente.	125
Figura 5.24: Comparação do desempenho entre o HD_PIC e o SD_PPIC com estimativas imperfeitas do atraso.	127
Figura 5.25: Comparação do desempenho entre o HD_PIC e o SD_PPIC com estimativas imperfeitas do ângulo de chegada.	127
Figura 5.26: Comparação do desempenho entre o HD_PIC e o SD_PPIC com estimativas imperfeitas na fase.	128
Figura 5.27: Comparação do desempenho entre o HD_PIC e o SD_PPIC com estimativas imperfeitas na amplitude.	128
Figura 5.28: Comparação do desempenho entre o HD_PIC e o SD_PPIC com estimativas imperfeitas em todos os parâmetros do canal.	129
Figura 5.29: Interface entre o LLEP e o SLEP.	130
Figura 5.30: Plataforma de simulação com o PIC.	131
Figura 5.31: Plataforma de simulação com o RAKE.	131
Figura 5.32: Plataforma de simulação com o RAKE, recebendo os utilizadores separados, isto é, sem interferência de acesso múltiplo.	131

Figura 5.33: Plataforma de simulação para o calculo de E_b / I_o 132

Figura 5.34: Plataforma de simulação para o calculo de E_b / N_o 132

Lista de Tabelas

Tabela 2.1: Parâmetros básicos do sistema UTRA FDD/TDD.	38
Tabela 2.2: Tipo de <i>bursts</i> , comprimento dos campos em <i>chips</i>	39
Tabela 4.1: Principais parâmetros de configuração do canal.	82
Tabela 4.2: Funcionalidades do UMTS-TDD.	84
Tabela 4.3: Características das plataformas implementadas.	90
Tabela 4.4: Comparação da complexidade entre o RAKE e o HD_PIC (um estágio), ambos com M antenas.....	92
Tabela 5.1: Parâmetros usados nas simulações.	95
Tabela 5.2: Capacidade máxima do sistema para o HD_PIC, SD_PIC e RAKE, com uma antena.	96
Tabela 5.3: Capacidade máxima do sistema para o SD_PIC com cancelamento parcial e completo.	98
Tabela 5.4: Penalidade do HD_PIC, SD_PPIC relativamente ao receptor RAKE com um utilizador, M=1, para um sistema com capacidade a 100%.	103
Tabela 5.5: Capacidade máxima do sistema para o HD_PIC, SD_PIC e RAKE, com um agregado de 4 elementos.	104
Tabela 5.6: Capacidade máxima do sistema para o HD_PIC, SD_PIC e RAKE, com uma antena e com um agregado de 4 elementos, $BER=2 \cdot 10^{-2}$	104
Tabela 5.7: BER em função do número de elementos dos agregado, para o HD_PIC..	107
Tabela 5.8: Penalidade do RAKE, SD_PIC e HD_PIC para os cenários 2, 3 e 4, relativamente ao cenário 1, para uma $BER=2 \cdot 10^{-2}$	111
Tabela 5.9: Penalidade do RAKE, SD_PIC e HD_PIC para os cenários 2, 3 e 4, relativamente ao cenário 1, para uma $BER=2 \cdot 10^{-3}$	111

Tabela 5.10: Penalidade do HD_PIC com estimativas erradas nos parâmetros do canal, relativamente ao caso com estimativas perfeitas, $BER=8.10^{-3}$	116
Tabela 5.11: Desvios padrão no erro dos parâmetros do canal para três cenários diferentes.	120
Tabela 5.12: Penalidade do SD_PIC com estimativas erradas nos parâmetros do canal, relativamente ao caso com estimativas perfeitas, $BER=8.10^{-3}$	122
Tabela 5.13: Valores de α e β obtidos.	132

Lista de Acrónimos

ACTS	<i>Advanced Communications Technologies and Services</i>
AMPS	<i>Advanced Mobile Phone System</i>
AGC	<i>Automatic Gain Control</i>
ATM	<i>Asynchronous Transfer Mode</i>
AWGN	<i>Additive White Gaussian Noise</i>
BCH	<i>Broadcast Channel</i>
BPSK	<i>Binary Phase Shift Keying</i>
CDMA	<i>Code Division Multiple Access</i>
CDPD	<i>Cellular Digital Packet Data</i>
COSSAP	<i>Communication Simulation and System Analysis Program</i>
CPICH	<i>Common Pilot Channel</i>
CRC	<i>Cyclic Redundancy Check</i>
DCH	<i>Dedicated Transport Channels</i>
DOA	<i>Direction-of-arrival</i>
DEP	<i>Densidade Espectral de Potência</i>
DPCH	<i>Dedicated Physical Channels</i>
DS	<i>Direct Sequence</i>
EB	<i>Estação Base</i>
EGSIC	<i>Extended Groupwise Successive interference Cancellation</i>
FA	<i>Filtro Adaptado</i>
FACH	<i>Forward Access Channel</i>
FDMA	<i>Frequency Division Multiple Access</i>
FE	<i>Factor de Espalhamento</i>
FFH	<i>Fast Frequency Hooping</i>
FH	<i>Frequency Hopping</i>
FM	<i>Frequency Modulation</i>
FRAMES	<i>Future Radio Widband Multiple Access System</i>
FSK	<i>Frequenc Shift Keying</i>
GBSBEM	<i>Geometrical Based Single Bounce Elliptical Model</i>

GPP	<i>Generation Partner-Ship Project</i>
GPRS	<i>General Packet Radio Service</i>
GSIC	<i>Groupwise Successive interference Cancellation</i>
GSM	<i>Global System for Mobile Communications</i>
HD	<i>Hard Decision</i>
IC	<i>Interference Cancellation</i>
IES	<i>Interferência Entre Símbolos</i>
IMT	<i>International Mobile Communications</i>
ITU	<i>International Telecommunications Union</i>
LAN	<i>Local Area Network</i>
LB	<i>Largura de Banda</i>
LOS	<i>Line-of-Sight</i>
MAI	<i>Multiple Access Interference</i>
MBS	<i>Mobile Broadband System</i>
MLSE	<i>Maximum Likelihood Sequence Estimation</i>
MLSD	<i>Maximum-Likelihood Sequence Detection</i>
MMSE	<i>Minimum Mean-Squared Error</i>
MRC	<i>Maximal Ratio Combining</i>
MUD	<i>Multuser detection</i>
NTT	<i>Nippon Telephone and Telegraph</i>
NMT	<i>Nordic Mobile Telephone</i>
OVSF	<i>Orthogonal Variable Spreading Factor</i>
P_CCPC	<i>Primary Common Control Physical Channel</i>
PCH	<i>Paging Channel</i>
PDC	<i>Pacific Digital Cellular</i>
PG	<i>Período de Guarda</i>
PIC	<i>Parallel Interference Cancellation</i>
PN	<i>Pseudo-Noise</i>
PPIC	<i>Parcial Parallel Interference Cancellation</i>
PRACH	<i>Physical Random Access Channel</i>
PSTN	<i>Public Switch Telephone Network</i>
QPSK	<i>Quadrature Phase Shift Keying</i>
RACE	<i>Research and Technology Development in Advanced Communications Technologies in Europe</i>
RACH	<i>Random Access Channel</i>

RDIS	<i>Rede Digital de Integração de Serviços</i>
RF	<i>Radio Frequency</i>
RM	<i>Rate Matching</i>
SAMBA	<i>System for Advanced Mobile Broadband Applications</i>
S-CCPCH	<i>Secondary Common Control Physical Channel</i>
SCH	<i>Synchronisation Channel</i>
SD	<i>Soft Decision</i>
SFH	<i>Slow Frequency Hopping</i>
SIC	<i>Successive interference Cancellation</i>
SIR	<i>Signal-to-Interference Ratio</i>
SS	<i>Spread Spectrum</i>
SSMA	<i>Spread Spectrum Multiple Access</i>
TA	<i>Time Advance</i>
TACS	<i>Total Access Communications Systems</i>
TDD	<i>Time Division Duplex</i>
TDMA	<i>Time Division Multiple Access</i>
TFCI	<i>Transport Format Combination Indicator</i>
TH	<i>Time Hopping</i>
TM	<i>Terminal Móvel</i>
TPC	<i>Transmitter-Power-Control</i>
TS	<i>Time Slot</i>
UMTS	<i>Universal Mobile Telecommunication System</i>
UTRA	<i>UMTS Terrestrial Radio Access</i>
UTRAN	<i>UMTS Terrestrial Radio Access Network</i>
VCIR	<i>Vector Channel Impulse Response</i>

1 Introdução

1.1 Motivação

As comunicações móveis têm assumido, cada vez mais, um papel fundamental na vida das pessoas e empresas. A sua expansão associada ao desenvolvimento das actividades económicas e sociais tem estimulado a procura de serviços de telecomunicações cada vez mais diversificados e de maior capacidade. Serviços como o vídeo, televisão de alta definição, vídeo a pedido, Internet e os serviços multimédia em geral, requerem elevada largura de banda. Requisitos que os actuais sistemas de comunicações móveis (2G) não podem de forma alguma disponibilizar. Por sua vez, a massificação desses serviços só é possível com o desenvolvimento de novas tecnologias que possibilitem a rápida generalização da sua utilização com elevada qualidade e baixo custo. O progresso na sociedade da informação deve permitir que cada pessoa possua um terminal móvel através do qual poderá ter acesso à rede global de telecomunicações, permitindo portanto total mobilidade. A liberdade de comunicação requer também mobilidade nas redes fixas bem como personalização de serviços.

Foram precisamente estes factores que motivaram o desenvolvimento da terceira geração de sistemas de comunicações móveis, cujo lançamento, na Europa, está previsto para o fim do primeiro semestre de 2002. No entanto, dada a expectativa de uma forte procura de serviços de comunicações móveis, é de prever que os requisitos iniciais deste sistema não sejam suficientes num futuro próximo, uma vez que, provavelmente,

os primeiros sistemas comerciais 3G serão baseados no receptor convencional, que é bem conhecido por ser limitado pela interferência de acesso múltiplo e requer um de potência bastante preciso. Um aumento da capacidade do sistema UMTS, para acomodar a previsível procura de serviços de comunicações móveis, irá indubitavelmente requerer o recurso a técnicas de processamento de sinal avançadas, designadamente algoritmos de detecção multi-utilizador. Este facto constitui a principal motivação para o trabalho desenvolvido nesta dissertação.

1.2 Enquadramento e Objectivos

De uma forma genérica esta dissertação enquadra-se na área das comunicações móveis, e em particular em técnicas de filtragem espacio-temporais aplicadas ao UMTS.

Conforme referido anteriormente o receptor convencional apresenta alguns problemas, que limitam consideravelmente a capacidade do sistema UMTS. Isto acontece porque o receptor convencional foi desenhado para um sistema mono-utilizador e consequentemente é de esperar que o seu desempenho fique longe do óptimo quando utilizado num ambiente multi-utilizador. Este facto motivou a investigação de algoritmos de detecção multi-utilizador. Verdu derivou a estrutura do receptor óptimo [31], sendo o que apresenta melhor desempenho. No entanto isso é conseguido à custa de um considerável aumento da complexidade, que aumenta exponencialmente com o número de utilizador, o que motivou que um grande número de detectores multi-utilizador sub-óptimos [48], com bom compromisso em termos da razão desempenho/complexidade, tivessem sido propostos.

O PIC é um dos detectores multi-utilizador mais promissores para os sistemas 3G [54], apresentando, complexidade moderada e bom desempenho numa grande gama de ambientes. Além disso, tem sido mostrado em alguns artigos [63] que a combinação de técnicas espaciais e temporais melhoram de uma forma significativa o desempenho do receptor, quando comparado com a implementação de apenas uma técnica.

O principal objectivo desta dissertação é implementar, avaliar o desempenho e a complexidade de um receptor de detecção multi-utilizador que combine as técnicas de detecção PIC com um agregado circular uniforme de M elementos. Foram implementadas vários tipos de estruturas PIC, designadamente, com um e dois estágios, com cancelamento parcial e completo, com estimativas *hard* e *soft*. A análise e estudo destes algoritmos PIC têm como principal objectivo a sua aplicação ao sistema UMTS-TDD.

Deleted: ¶

1.3 Organização da Dissertação

Esta dissertação está estruturada da seguinte forma:

O capítulo 2 é um capítulo de revisão e preparação, e inclui três vertentes principais. Para efeitos de enquadramento do trabalho efectuado no âmbito desta dissertação, é primeiramente apresentada uma perspectiva genérica da evolução das comunicações móveis celulares, desde a primeira até a terceira geração. Seguidamente e com intuito de fornecer os elementos necessários para a compreensão da tecnologia usada nos sistemas 3G, são apresentados os aspectos fundamentais das técnicas de espalhamento de espectro, com especial ênfase para a técnica *Direct Sequence - Code Division Multiple Access* (DS-CDMA). De seguida, os elementos fundamentais de um sistema DS-CDMA puro são analisados. Finalmente é feita uma abordagem das principais especificações do sistema UMTS-TDD, aquelas que se julgam importantes para perceber o trabalho desenvolvido nesta dissertação,

No capítulo 3 são analisadas algumas das principais técnicas de detecção multi-utilizador. O capítulo começa com uma análise genérica do receptor convencional – RAKE, onde são identificados os principais problemas deste receptor. O detector óptimo de Verdu também é objecto de uma descrição e análise elementares neste capítulo. Seguidamente e motivados pela necessidade de detectores que mitiguem o problema da complexidade associado ao detector óptimo, uma parte importante do capítulo é dedicada a análise de alguns dos mais importantes detectores sub-óptimos, dando-se especial atenção aos detectores baseados no princípio PIC. Na parte final é feita uma pequena introdução a agregados de antenas e a sua aplicação em sistemas de comunicações móveis, sendo apresentadas duas arquitecturas espacio-temporais, isto é, arquitecturas que conjugam técnicas de processamento espacial e temporal.

No capítulo 4 são apresentadas as diferentes estruturas de PIC implementadas. Inicialmente, é feita uma abordagem simples do modelo do sistema e o canal usado nas simulações. De seguida é dada uma perspectiva da plataforma de simulação construída e na qual os detectores PIC foram integrados, sendo depois feita uma análise, pormenorizada, das estruturas de PIC implementadas. Finalmente, é feita uma comparação, em termos de complexidade, entre o receptor convencional e o PIC.

No capítulo 5 são apresentados os resultados obtidos com as diferentes estruturas PIC, na cadeia de simulação desenvolvida. Inicialmente são analisados os resultados com estimativas dos parâmetros do canal perfeitas e controlo de potência ideal. Nestas condições é feita uma comparação do desempenho das diferentes estruturas de PIC, sendo depois comparados com o desempenho do receptor convencional nas mesmas condições i.e. com K utilizadores e também com o limite inferior que constitui o desempenho do receptor convencional numa ambiente mono-utilizador. De seguida os resultados obtidos, para o receptor convencional e algumas estruturas PIC, em cenários com vários factores de espalhamento são apresentados e comparados. Depois é feita uma análise dos resultados relativamente ao desempenho do PIC com estimativas imperfeitas dos parâmetros do canal, mas com potência de controlo perfeita. Finalmente, são calculados os parâmetros necessários para efectuar simulações ao nível do sistema.

Finalmente no capítulo 6 são enumeradas as principais conclusões dos resultados apresentados nesta dissertação e identificados alguns aspectos que poderão ser objecto de trabalho futuro .

Nesta dissertação optou-se por usar algumas expressões na terminologia inglesa, por se achar que a generalidade das pessoas estão mais familiarizadas com essa notação.

1.4 Contribuições

A principal contribuição desta dissertação foi estender as técnicas de detecção multi-utilizador, baseadas no algoritmo PIC, para canais vectoriais, num ambiente específico de UMTS-TDD.

Grande parte dos resultados apresentados nos capítulo 4 e 5 desta dissertação foram apresentados em duas publicações originais:

Adão Silva e Atílio Gameiro, “*Performance Evaluation of Multisensor Parallel Interference Cancellation for the UMTS-TDD uplink*”, Wireless Personal Multimedia Communications (WPMC), Aalborg, Dinamarca, Setembro de 2001.

A. Silva, P. Pinho, P. Marques, A Gameiro e J. Fernandes , “*Performance and Sensitivity Evaluation of Multisensor Parallel Interference Cancellation for the UMTS-TDD uplink*”, IST Summit , Barcelona, Espanha, Setembro de 2001.

2 Tecnologias para Comunicações Celulares

O principal objectivo deste capítulo é fazer uma introdução a alguns conceitos fundamentais a fim de compreender o trabalho realizado nesta dissertação. Inicialmente, é feita uma abordagem genérica da evolução das comunicações móveis celulares, desde a primeira até a terceira geração. Na segunda secção é apresentada uma análise das técnicas de espalhamento do espectro, com especial ênfase para a técnica DS-CDMA, já que é a técnica usada pelos sistemas de terceira geração. Na terceira secção é feita uma abordagem de alguns dos elementos fundamentais de um sistema DS-CDMA puro. Dada a grande diversidade de especificações do UMTS-TDD, apenas são apresentadas na última secção algumas delas, aquelas que se julga serem fundamentais para perceber o trabalho desenvolvido nos capítulos 4 e 5.

2.1 Evolução dos Sistemas de Comunicação Móveis

Numa primeira fase, a expansão dos sistemas de comunicações móveis foi orientada para satisfazer requisitos particulares de vários sectores profissionais com um número limitado de utilizadores. O principal obstáculo para criar um sistema de comunicações móvel de acesso público era a limitada capacidade dos sistemas, devido quer ao reduzido espectro disponível quer ao fraco aproveitamento do mesmo. Outro obstáculo

eram as dimensões físicas e o preço do equipamento terminal, que normalmente é suportado pelos utilizadores. Estes condicionalismos ditaram que os primeiros sistemas de subscrição pública, em que era fornecida uma ligação via rádio entre um terminal móvel e a rede fixa – *Public Switch Telephone Network* (PSTN) tivessem como clientes apenas homens de negócios.

O conceito celular foi proposto pela primeira vez por D.H. Ring dos laboratórios Bell em 1947 [1]. Em 1970 investigadores desse laboratório desenvolviam o conceito de sistemas móveis celulares [2]. A ideia chave dos sistemas celulares é a reutilização do espectro. Ao contrário dos primeiros sistemas de comunicação móvel, em que um emissor potente disponibilizava todos os canais do sistema sobre toda a área de cobertura simultaneamente, nos sistemas celulares a área de cobertura é dividida em células, cada qual servida por um emissor de mais baixa potência que localmente disponibiliza apenas um subconjunto da totalidade dos canais do sistema.

Nos sistemas de comunicações móveis o termo geração geralmente denota saltos nos serviços. Assim, os primeiros sistemas celulares designam-se por sistemas de primeira geração (1G), seguidamente por segunda geração (2G), 3G, 4G e assim sucessivamente.

A especificação dos primeiros sistemas celulares começaram em 1969 e lançados no mercado em 1981 [2]. Os principais sistemas 1G desenvolvidos foram: *Nordic Mobile Telephone* (NMT-450) nos países nórdicos e o *Advanced Mobile Phone System* (AMPS) na América do norte, C-450 em Portugal e Alemanha, *Total Access Communications Systems* (TACS) no Reino Unido, *Nippon Telephone and Telegraph* (NTT) no Japão. Todos estes sistemas 1G usavam modulação *Frequency Modulation* (FM) para voz e modulação *Frequenc Shift Keying* (FSK) para sinalização. A técnica de acesso múltiplo usada foi a *Frequency Division Multiple Access* (FDMA). Todos estes sistemas eram analógicos e tinham como principais problemas a capacidade e a qualidade de serviço, não sendo compatíveis entre si [3].

O aumento da procura e da exigência, em termos de qualidade, de serviços de comunicações móveis tornaram os sistemas 1G obsoletos. De forma a colmatar estes problemas iniciou-se o desenvolvimento dos primeiros sistemas de comunicações móveis digitais também designados por sistemas 2G. As especificações destes sistemas começaram em 1982, tendo sido lançados no mercado no início da década de noventa [2]. Os principais sistemas 2G desenvolvidos foram: *Global System for Mobile Communications* (GSM) e mais tarde o DCS-1800 na Europa, Digital AMPS (D_AMPS) e

o IS-95 nos Estados Unidos e o *Pacific Digital Cellular* (PDC) no Japão [4]. Os sistemas GSM, D-AMPS e o PDC usam como técnica de acesso múltiplo o *Time Division Multiple Access* (TDMA) enquanto que o IS-95 usa o CDMA. O GSM usa a banda de frequências dos 900MHz, o DCS-1800 a banda dos 1800MHz, o D-AMPS e o IS-95 a banda dos 1900MHz e por último o PDC usa a banda dos 800 e 1900MHz. As principais vantagens dos sistemas 2G relativamente aos 1G são [5]: melhor eficiência espectral (uso de codificação de voz e um melhor re-uso de frequências), maior capacidade, menor custo das infra-estruturas e dos terminais móveis, melhor integração com a Rede Digital de Integração de Serviços (RDIS), possibilidade de oferecer novos serviços aos utilizadores tais como dados, fax, serviço de mensagens, *roaming*, maior privacidade e facilidades para a encriptação de dados.

De entre os sistemas 2G o GSM é sem qualquer dúvida aquele que maior sucesso teve e continua a ter, tendo sido adoptado em mais de 100 países [1]. O crescimento do mercado das comunicações móveis celulares, bem como o aumento do número de utilizadores da Internet, constitui um promissor mercado que combina a comunicações sem fios e serviços de dados. Do ponto de vista do utilizador os serviços celulares de dados fornecidos pelos sistemas 2G são ineficientes, uma vez que os ritmos de transmissão são baixos e o custo por unidade de informação elevado. Com vista a colmatar esta ineficiência foram desenvolvidas duas tecnologias para transmissão de pacotes de dados: o *Celular Digital Packet Data* (CDPD) e o *General Packet Radio Service* (GPRS) também designadas por sistemas 2+. O primeiro foi desenvolvido para aplicação no D-AMPS e no IS-95, o segundo no GSM. As principais vantagens introduzidas por estas tecnologias são [5]: melhor qualidade de conversação, *roaming* entre satélite, terra e ambientes fechados e taxas de transmissão de dados superiores a 100Kbps.

A principal motivação para a investigação e desenvolvimento de um novo sistema de comunicações móveis foi proporcionar mobilidade para serviços que não apenas voz. Isto é desenvolver um sistema que facilite aplicações multimédia que geralmente usam vários serviços em paralelo: voz, dados, vídeo, etc. Outro objectivo do UMTS é proporcionar uma transição suave dos vários sistemas móveis heterogéneos que actualmente existem, para um sistema móvel universal. Estas motivações/objectivos levaram ao desenvolvimento de uma nova geração de comunicações móveis, designada *International Mobile Communications-2000* (IMT-2000). Encorajada pelo sucesso do GSM, a Europa encetou o trabalho de especificação e normalização do UMTS. Vários projectos contribuíram para o desenvolvimento, envolvendo a indústria (fabricantes de

equipamento), os operadores de telecomunicações e os centros de investigação, incluindo universidades, de toda a Europa. Entre os projectos mais importantes contam-se os financiados pela UE na área das comunicações móveis no âmbito dos programas *Research on Advance Communications for Europe* (RACE) e *Advanced Communications Technologies and Services* (ACTS). Tal como na Europa, nos Estados Unidos e no Japão foram criados grupos de investigação com o objectivo de desenvolver os sistemas 3G. Após alguma pressão da *International Telecommunications Union* (ITU) para harmonizar os vários sistemas foi criado em 1999 o *Third Generation Partner-Ship Project* (3GPP), cujo objectivo principal era produzir especificações para os sistemas 3G. O UMTS pretende ser um sistema global de telecomunicações apto a fornecer serviços numa grande diversidade de ambientes [6]. Assim um utilizador UMTS deverá ter a flexibilidade de com um terminal aceder aos serviços de comunicações que hoje são suportados por vários sistemas independentes, designadamente, sistemas sem-fios (*cordless*), celulares, PBX sem-fios, redes LAN sem-fios e via satélite. Os primeiros sistemas 3G foram lançados em 2001 no Japão. Na Europa o seu lançamento está previsto para o início do segundo semestre de 2002, prevendo-se pleno funcionamento até 2005.

Neste momento vários grupos de investigação, em todo mundo, estão já a trabalhar nos futuros sistemas móveis de telecomunicações, 4G. O projecto *System for Advanced Mobile Broadband Applications* (SAMBA), financiado pela União Europeia foi um exemplo desse estudo [7]. A Figura 2.1 apresenta a evolução dos sistemas de telecomunicações em termos de taxas de transmissão e serviços permitidos.

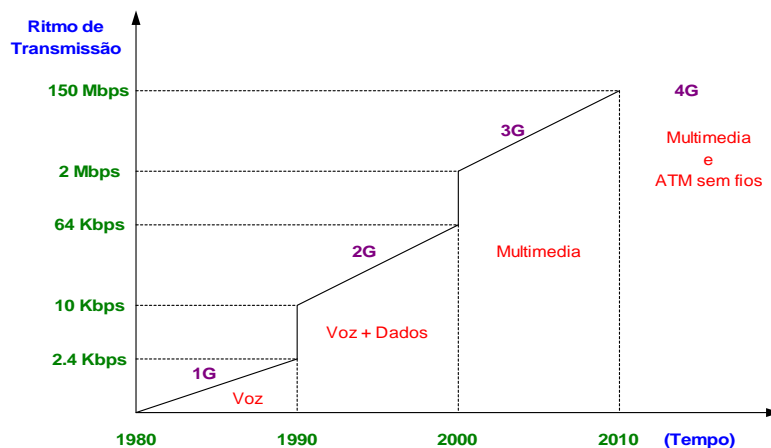


Figura 2.1: Evolução das taxas de transmissão dos sistemas de comunicações móveis ao longo do tempo.

2.2 Sistemas por Espalhamento de Espectro

2.2.1 Introdução

A tecnologia *Spread Spectrum* (SS) teve origem em aplicações militares, cujas as motivações foram definidas na segunda guerra mundial. Os dois principais objectivos desta tecnologia eram: resolver o problema da interferência intencional (*jamming*) provocada pelo inimigo e “esconder” o sinal desse mesmo inimigo. Ambos os objectivos podiam ser alcançados espalhando o espectro do sinal, tornando-o virtualmente indistinguível do ruído [8].

As ideias básicas de espalhamento de espectro foram introduzidas por Claude Shannon e Robert Pierce em 1949 [9]. Em 1950 De Rosa e Rogoff [9] propuseram a técnica de espalhamento de espectro por sequência directa e introduziram a equação do ganho de espalhamento ou factor de espalhamento (FE). Em 1956 Price e Green patentearam o antimultipath “RAKE”. Sinais chegando de diferentes percursos podiam ser discriminados através de espalhamento de espectro de banda larga e combinados através do um receptor RAKE. Este receptor combina de maneira eficiente a energia das várias componentes multipercurso. Actualmente é considerado como receptor de referência ou convencional, sendo objecto de análise no capítulo 3. O problema *near-far* foi mencionado pela primeira vez por Magnuski [9]. Devido aos mecanismos de propagação, sinais próximos da estação base (EB) serão mais fortes (em potência) que sinais mais distantes. Assim, o utilizador mais próximo irá sobrepor-se ao utilizador mais distante da EB, dando origem ao chamado efeito *near-far*

O espalhamento de espectro aplicado a comunicações celulares foi sugerido pela primeira vez em 1978 por Cooper e Nettleton [9]. Durante os anos oitenta a Qualcomm Inc., desenvolveu as técnicas de espalhamento de espectro por sequência directa (DS-CDMA), e introduziu em 1993 no mercado o primeiro sistema de SS, de banda estreita, chamado CDMA IS-95. Durante os anos noventa técnicas de espalhamento de espectro de banda larga (W-CDMA) com largura de banda de 5 MHz ou mais foram intensivamente estudadas em todo mundo e vários projectos de investigação foram constituídos. Entre eles destacam-se os projectos *Future Radio Wideband Multiple Access System* (FRAMES) na Europa, Core-A no Japão, cdma2000 nos Estados Unidos, TTA I e TTA II na Coreia do Sul. No campo das comunicações pessoais por satélite, cada vez mais sistemas usam o CDMA como tecnologia de acesso múltiplo [10], designadamente

o Globalstar com 48 satélites e o Ellipso com 24 satélites. Estes projectos de investigação culminaram no desenvolvimento dos sistemas 3G. No entanto estes sistemas continuam ser baseados no receptor RAKE, cujo o desempenho se degrada bastante em cenários com *near-far*, necessitando de um controlo de potência bastante preciso. Além disso o RAKE, em canais multipercurso, degrada-se bastante à medida que o número de utilizadores activos numa célula aumenta, isto porque neste tipo de canais os códigos perdem parte da sua ortogonalidade, dando origem aquilo que se chama interferência de acesso múltiplo. Por forma a resolver estes problemas do receptor convencional outro tipo de receptores, utilizando técnicas de processamento de sinal mais sofisticados, começaram a ser desenhados. Surgiram os chamados receptores de detecção múltipla (*Multiuser detection* – MUD), que começaram a ser objecto extensiva análise desde 1986, quando Verdu formulou o detector multi-utilizador óptimo para um canal AWGN chamado *Maximum Likelihood Sequence Estimator* (MLSE). Estes receptores são estudados no capítulo 3.

2.2.2 Conceitos básicos de SS

Antes demais seria útil definir adequadamente a técnica SS. Assim uma possível definição [11] que reflecte adequadamente as características desta técnica é:

“Espalhamento de espectro é um meio de transmissão no qual o sinal ocupa uma largura de banda maior de que aquela seria estritamente necessária para a transmissão da informação. Também a largura de banda de transmissão é determinada por uma função independente do sinal de informação o que faz com que o processo de espalhamento de banda seja diferente de outros métodos que tentam levar a um aumento de largura de banda, como por exemplo o FM”

A partir desta definição duas características fundamentais podem ser enumeradas:

- A largura de banda (LB) usada para transmissão dos sinais de informação é muito maior do que aquela que seria necessária de acordo com o critério de Nyquist.
- O aumento (expansão) da LB é ditado por uma função independente do sinal de transporte de informação.

Enquanto que os métodos tradicionais de modulação são dimensionados para atingirem eficiência espectral e eficiência de potência, a técnica de SS é baseada numa concepção

completamente diferente – o espalhar o sinal sobre a totalidade da banda de frequências atribuídas. Os sinais de informação são então ampliados em LB de um factor multiplicativo, designado por factor de espalhamento ou ganho. O diagrama de blocos geral de um sistema SS, está representada na Figura 2.2. No emissor o sinal de informação é modulado usando um modulador convencional, sendo em seguida processado de acordo com determinada função $F(.)$, que tem como objectivo efectuar uma expansão de banda do sinal. No receptor deverá existir um processamento que efectue a operação inversa de $F(.)$, i.e. que volte a comprimir o sinal em banda.

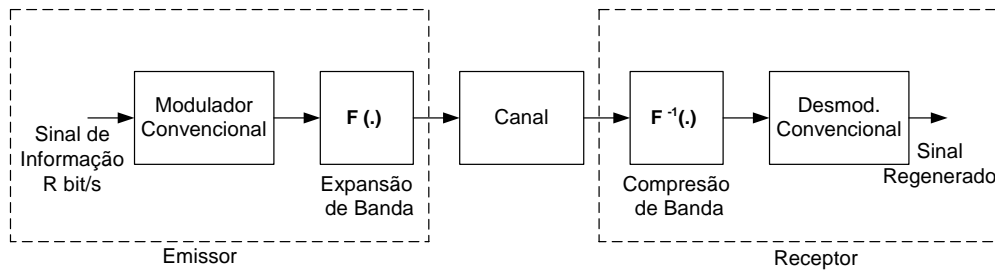


Figura 2.2: Diagrama de blocos genérico de um sistema de comunicação por SS.

Poder-se-ia ter usado uma arquitectura diferente da representada na Figura 2.2, i.e. expansor de banda precedendo o modulador convencional. No entanto a abordagem conceptual é a mesma quer numa ou noutra arquitectura.

De uma forma genérica as principais vantagens dos sistemas SS relativamente às técnicas convencionais são [9][12]:

- Maior resistência a interferências, quer sejam intencionais ou não.
- Possibilidade de “esconder” o sinal no ruído tornando difícil a detecção e a sua interceptação.
- Resistência a distorções do sinal causadas pela dispersão multipercurso. Esta propriedade é de especial importância em sistemas radio móvel.
- Alguma privacidade inerente.

Estas vantagens/características são estudadas detalhadamente nas próximas secções. As características enunciadas que definem SS podem ser alcançadas recorrendo a várias técnicas, daí que existam diferentes tipos de sistemas por espalhamento de espectro. A maioria dos sistemas podem ser catalogados numa das seguintes categorias:

- Espalhamento do espectro por sequência directa – DS-SS.
- Espalhamento do espectro por salto na frequência, *Frequency Hopping* – FH-SS.
Neste tipo de categoria a periodicidade com que são efectuados os saltos, define dois tipos de FH:
 - Salto em frequência lento, *Slow Frequency Hopping* – SFH-SS.
 - Salto em frequência rápido, *Fast Frequency Hooping* – FFH-SS.
- Espalhamento do espectro por salto no tempo, *Time Hopping* – TH-SS
- Técnicas híbridas, podendo combinar varias técnicas anteriores.

Em aplicações civis a técnica mais frequente é o DS-SS, geralmente usada em sistemas celulares. O FH-SS também é usado em várias aplicações comerciais, nomeadamente em redes locais sem fios.

2.2.2.1 Espalhamento do espectro por sequência directa (DS-SS)

A técnica DS-SS é aquela que se dará mais ênfase nesta dissertação, já que os sistemas 3G usam precisamente esta técnica. O DS-SS de uma forma geral consiste em efectuar uma segunda modulação usando um sinal de banda muito maior que a do sinal de informação e independente deste. O método tem designação “directa” pelo facto do código $c(t)$ juntamente com a informação modularem directamente uma portadora RF conforme ilustrado na Figura 2.3.

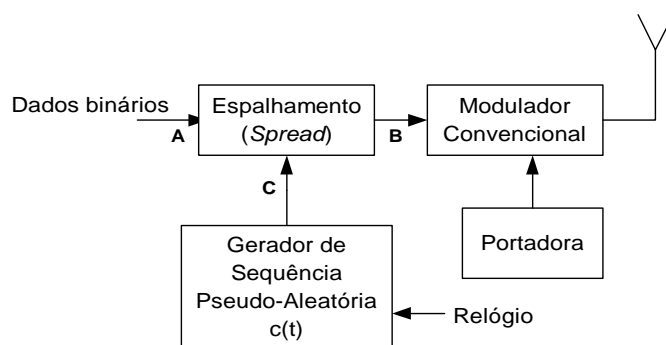


Figura 2.3: Diagrama de blocos genérico de um emissor DS-SS.

Este tipo de emissores são constituídos por um gerador de código pseudo-aleatório que produz a sequência de encriptação da informação, um somador binário que efectua a operação EXOR e um modulador convencional. A saída binária do gerador *Pseudo-Noise* (PN) é somada em módulo 2, com a informação binária da entrada, sendo esta soma usada para modular uma portadora RF. Na Figura 2.4 apresentam-se as formas de onda que ocorrem num sistema do tipo da Figura 2.3, com $T=4T_c$.

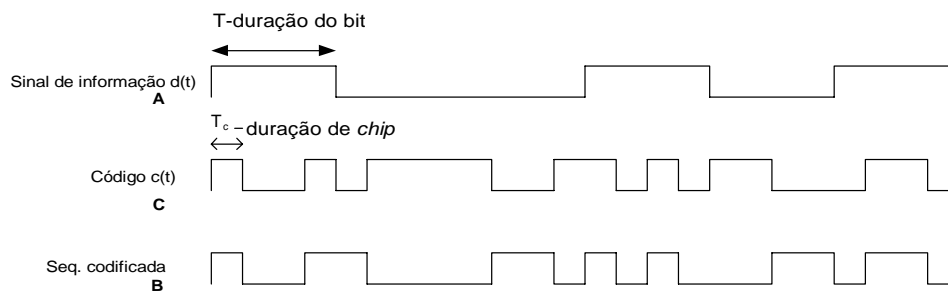


Figura 2.4: Formas de onda num sistema SS, nos pontos A,B e C.

O factor de espalhamento é pois definido com a relação entre a largura de banda do sinal espalhado e a largura de banda do sinal não espalhado, o que no sistema DS-SS resulta na relação entre a duração de símbolo de transporte de informação, e a duração de cada símbolo da sequência de espalhamento (duração de *chip*). Geralmente o código é periódico com período igual à duração do bit. No caso da Figura 2.4 isso não se verifica. As técnicas de modulação frequentemente usadas são *Binary Phase Shift Keying* (BPSK) e *Quadrature Phase Shift Keying* (QPSK) com esta última a possuir as vantagens de ocupar apenas metade da largura de banda BPSK. O diagrama de blocos de um receptor DS-SS está representado na Figura 2.5.

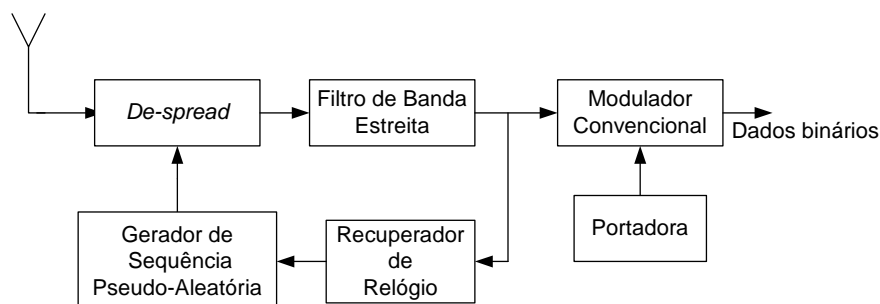


Figura 2.5: Diagrama de blocos genérico de um receptor DS-SS.

De uma forma geral o receptor terá que detectar a presença dum sinal SS, fazer o *de-spread* desse sinal e desmodular a informação. O processo de detecção e *de-spread* poderá ser um processo activo ou passivo. No método activo o *de-spread* é feito por correlação do sinal recebido com o código local o que implica aquisição e sincronismo de código. No método passivo é usado um filtro adaptado à forma de onda definida pelo código evitando a necessidade de aquisição e sincronismo de código. A opção do método de *de-spread* é feita com base nos comprimentos dos códigos usados sendo os métodos activos preferencias para códigos de grande comprimento e os métodos passivos escolhidos para códigos curtos ou para processos de auxílio de aquisição [9]. O *de-spread* representado na Figura 2.5 efectua uma operação lógica EXOR do sinal de entrada com um código gerado localmente. O sinal de saída do *de-spread* já numa frequência de banda base é então passado para um filtro de banda estreita e depois desmodulado apresentando finalmente o sinal de informação original.

A Figura 2.6 ilustra a densidade espectral de potência (DEP) BPSK do sinal não espalhado e espalhado. Sendo $c(t)=\pm 1$ a potência transmitida que é a mesma quer com espalhamento quer sem espalhamento e conseqüentemente o aumento da largura de banda deve ser compensado por uma redução do mesmo factor nas amplitudes da densidade espectral de potência. Há um espalhamento da potência transmitida sobre uma maior faixa de frequências. Onde B é a largura de banda do sinal de informação não espalhado, B_{SS} a largura de banda do sinal espalhado, G o ganho de processamento ou factor de espalhamento e A a amplitude do sinal de informação.

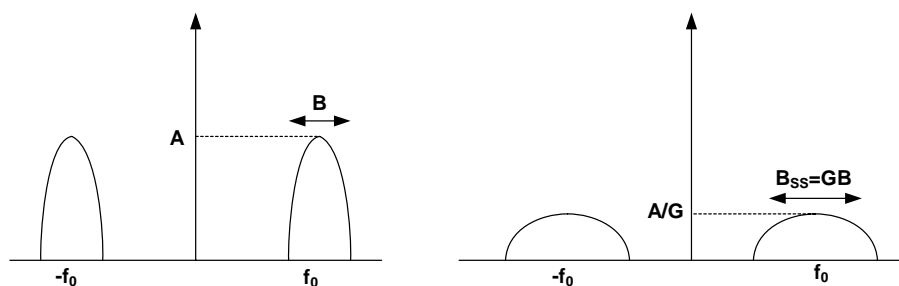


Figura 2.6: DEP do sinal DS-SS BPSK não espalhado (esquerda) e espalhado (direita).

As principais características/vantagens dos sistemas DS-SS são [9]:

- Baixa probabilidade de interceptação, devido à sua baixa densidade espectral de potência, que é conseguida com um ganho de processamento elevado. Se o

factor de espalhamento for muito elevado, a amplitude da DEP do sinal SS pode ser muito baixa podendo mesmo ficar abaixo do nível do ruído. Na Figura 2.7 ilustra-se esse efeito para sinais BPSK mas qualitativamente temos o mesmo efeito para outros tipos de modulação. Evidentemente que se a DEP resultante ficar abaixo do nível de ruído, não será possível a um determinado interceptor detectar a presença do sinal.

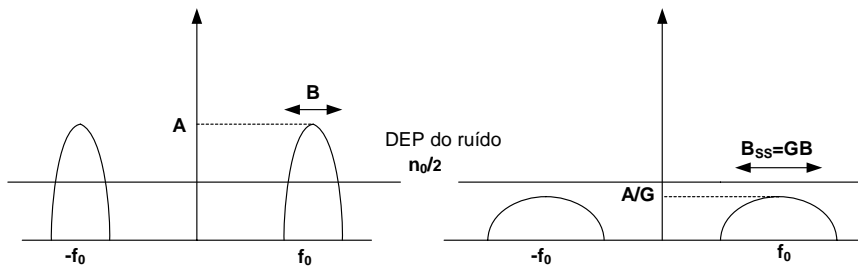


Figura 2.7: Ilustração da influencia do G na detectabilidade dos sinais.

- Resistência a Interferências, este conceito pode facilmente ser explicado através da Figura 2.8 e Figura 2.9. Na Figura 2.8 considera-se a interferência de um sinal de banda estreita, neste caso apenas uma risca, num sistema convencional. Ao efectuar a desmodulação, os espectros passa-banda vão ser transladados para banda base, e a risca continua a distorcer o sinal de informação. Se a potência interferidora for elevada a distorção pode ser considerável. Na Figura 2.9 consideram-se as DEPs de sinais SS na presença de interferências sinusoidais. Ao ser multiplicado com uma sequência pseudo-aleatória $c(t)$, o espectro do sinal SS é comprimido, mas a sinusóide é espalhada. Com uma filtragem passa-banda destinada a passar apenas o sinal desespalhado, a maior parte da potência da interferência é eliminada se o factor de espalhamento for elevado. Assim sendo facilmente se conclui que um sistema DS-SS pode combater interferências de banda estreita quer estas sejam intencionais ou não, usando ganhos de processamento elevados.

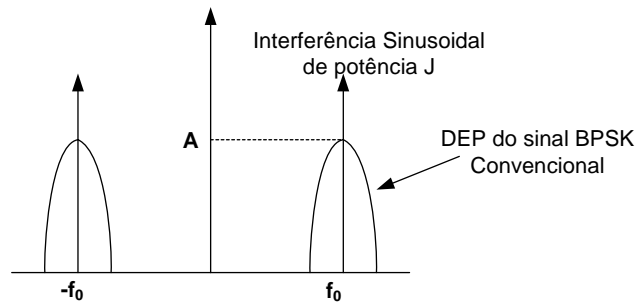


Figura 2.8: DEP do sinal BPSK corrompido por uma interferência de banda estreita.

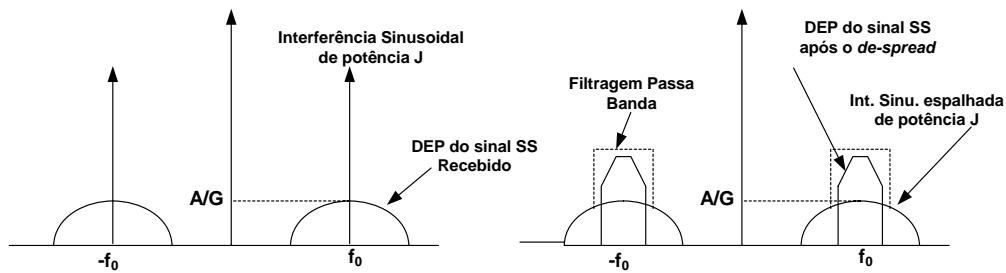


Figura 2.9: Ilustração da redução de interferências de banda estreita em sistemas DS-SS.

- Interferência multipercurso, Se a sequência do código tem uma função de autocorrelação ideal, então a função de correlação é zero fora do intervalo $[-T_C, T_C]$. Isto significa que se o sinal de informação desejado e uma versão atrasada desse mesmo sinal chegar ao receptor com um atraso maior que $2T_C$ o receptor tratará a versão atrasada como interferência, colocando apenas uma pequena parte da potência dessa replica na banda de informação. No entanto pode-se usar um receptor do tipo RAKE (ver mais à frente) de forma a aproveitar a informação das várias componentes multipercurso.
- Privacidade, pode-se dizer que DS-SS tem uma segurança inerente que garante privacidade relativamente a alguém que capte o sinal casualmente. Se houver alguém que não o destinatário desejado que pretenda captar o sinal e que disponha de um demodulador (BPSK por exemplo), vai obter um sinal proporcional a $c(t) \cdot (\text{sinal de informação})$ mais ruído, logo se não souber o código $c(t)$, o sinal será completamente imperceptível. Assim, alguém que pretenda escutar o sinal além de o desmodular precisa ainda de decodificar o código.

Como $c(t)$ tem propriedades que o assemelham a uma sequência aleatória, tal decodificação não é trivial. No entanto também não é impossível, uma vez que $c(t)$ é determinístico.

2.2.2.2 Espalhamento do espectro por salto na frequência (FH – SS)

De uma forma genérica espalhamento do espectro por salto na frequência consiste na variação periódica da frequência da portadora. Durante um intervalo de tempo T a portadora mantém-se, mas após esse intervalo salta para uma nova portadora (podendo “saltar” para a mesma) [9]. Geralmente cada portadora é escolhida de um conjunto de 2^k frequências, espaçadas aproximadamente da largura de banda de informação, através de um código de espalhamento [15]. Neste caso a sequência de espalhamento não vai modular directamente o sinal a transmitir mas vai controlar a frequência da portadora. Uma vez que o sinal transmitido vai ser um sinal digital modulado em que a frequência vai “saltando” de um valor para o outro dá-se a designação de SS por salto na frequência a esta técnica de espalhamento espectral.

A ocupação do espectro de um sistema FH-SS difere consideravelmente de um sistema DS-SS. Enquanto que no DS-SS toda a gama de frequências é ocupada simultaneamente nos sistemas FH-SS apenas é ocupada uma parte dessa gama de frequências disponíveis em cada intervalo de tempo, a Figura 2.10 ilustra este conceito. O diagrama de blocos geral de um sistema FH-SS está representado na Figura 2.11. O gerador de código vai gerar um sequência periódica consistindo em palavras de K bits, que vão controlar um sintetizador de frequência, cuja saída modula um sinal BPSK (ou banda base).

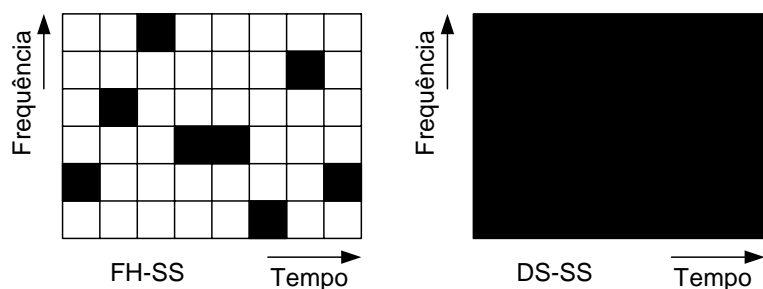


Figura 2.10: Ocupação da largura de banda disponível para os sistemas FH-SS e DS-SS.

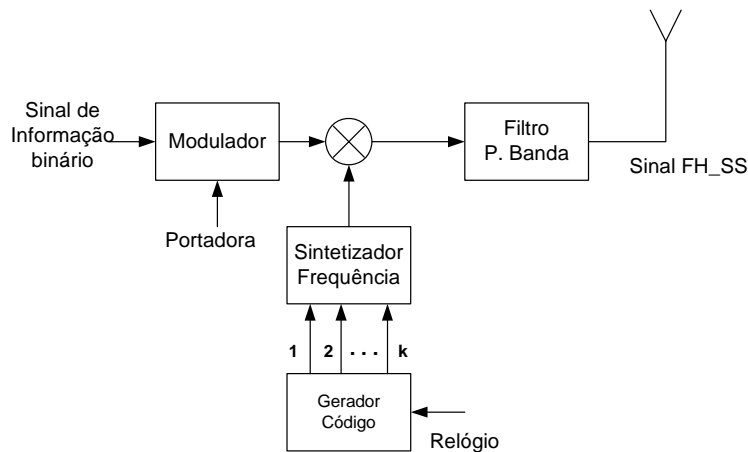


Figura 2.11: Diagrama de blocos de um emissor FH_SS.

No receptor os saltos de frequência são removidos, efectuando um batimento do sinal recebido com um oscilador local cuja frequência de saída vai “saltando” sincronamente com o sintetizador do emissor. O primeiro filtro destina-se a efectuar a rejeição da frequência imagem. Como é evidente o sintetizador de frequência deve estar síncrono com o sintetizador do emissor. O diagrama de blocos genérico está representado na Figura 2.12. Se as frequências utilizadas estiverem espaçadas de Δf e se utilizar um número F elevado de frequências, tal que $F\Delta f \gg 1/T_h$ onde T_h é o intervalo entre saltos de frequência, a largura de banda pode ser, aproximadamente, dada por $LB_{FH} \approx F\Delta f$.

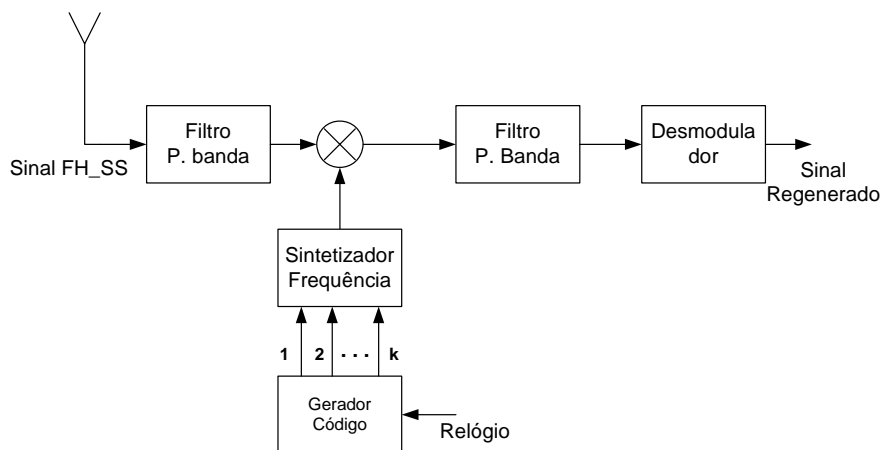


Figura 2.12: Diagrama de blocos de um receptor FH-SS.

Conforme referido o FH-SS pode ser dividido em duas categorias:

- SFH-SS, o valor da frequência da portadora mantém-se durante um intervalo de tempo superior à duração de um símbolo de informação ($T_H \geq T$).
- FFH-SS, o valor da frequência da portadora pode apresentar vários saltos durante um intervalo de tempo correspondente a um símbolo de informação ($T_H < T$).

Tal como nos sistemas DS-SS, os sistemas FH-SS apresentam algumas características inerentes tais como [9]:

- Baixa probabilidade de interceptação, apesar de durante a transmissão esta técnica usar uma maior potência/Hertz do que a técnica DS-SS, a sua interceptação é difícil. Isto porque a frequência da portadora é desconhecida, além disso a duração de transmissão com essa portadora geralmente é curta, o que torna ainda mais difícil a sua interceptação.
- Resistência a Interferências, Como facilmente se percebe o FFH-SS apresenta alguma vantagem relativamente a SFH-SS no que toca à rejeição de interferência. No último caso como a frequência da portadora se mantém constante durante a duração de símbolo, se a frequência do interferidor coincidir com a frequência instantânea da portadora, esse símbolo vem fortemente corrompido, enquanto que com FFH-SS como a frequência da portadora vai variar durante um intervalo de símbolo, o interferidor só afecta parte do símbolo.
- Interferência multipercurso, Como já referido, FFH-SS a portadora muda algumas vezes durante um tempo de símbolo. Assim, num canal multipercurso, selectivo na frequência cada portadora é afectada de forma diferente. Como resultado algumas portadoras são atenuadas outras amplificadas. No receptor as diferentes portadoras são combinadas, logo se alguma delas for bastante atenuada a degradação do desempenho não é muito significativa.
- Privacidade, uma vez que a frequência da portadora está sempre aos “saltos”, é fácil reconhecer que se houver um interferidor que emita numa frequência específica, a maior parte do tempo vais falhar o alvo.

2.2.2.3 Espalhamento do espectro por salto no tempo (TH-SS)

Esta técnica de espalhamento de espectro é uma forma semelhante à modulação por impulsos em que o controlo de transmissão *ON-OFF* é feita através de uma sequência

PN cujos os tempos ON-OFF são pseudo-aleatórios. Neste tipo de sistemas os dados são transmitidos em *bursts*. Cada *burst* consiste em K bits e o exacto momento em que cada burst é transmitido é determinado por uma sequência PN. Considere-se o eixo dos tempos dividido em tramas com duração T_f , sendo cada trama de novo dividida em S slots. Assim cada tempo de slot é dado por $T_s = T_f/S$. Durante cada tempo de trama um grupo de dados de cada K bits são transmitidos. O slot a ser usado em cada transmissão é determinado por uma sequência PN. Conforme referido a transmissão dos dados é feita em *bursts* de K bits, sendo o tempo de transmissão de cada bit dado por $T_0 = (T_f/S)/K$, logo o ritmo de transmissão é dado por $1/T_0$. Para uma transmissão em banda base a largura de banda é $1/T_0$ Hz. Se a largura de banda do sinal de informação for $1/T$, então a largura de banda será expandida pelo factor $(1/T) * (1/T_0) = (KT)S/T_f = S$, uma vez que $T_f = KT$. Neste caso o factor de espalhamento é S [16].

Os sistemas TH-SS também apresentam algumas propriedades tal como os sistemas anteriores [9]:

- Baixa probabilidade de interceptação, neste tipo de técnica de espalhamento de espectro a frequência de portadora é constante mas os tempos de transmissão de cada utilizador são desconhecidos. Além disso as durações de transmissão são bastante pequenas o que torna difícil a interceptação.
- Resistência a Interferências, um sinal TH-SS é transmitido num tempo bastante reduzido, essa redução depende do factor de espalhamento. Portanto o tempo de transmissão é reduzido de um factor G . No receptor apenas é recebido interferência durante a recepção do sinal desejado. Logo o receptor recebe interferência em apenas $1/G$ do tempo, reduzindo o potência do interferidor de um factor de G .
- Interferência multipercurso, com TH-SS o sinal é transmitido num tempo muito reduzido. No entanto o ritmo de transmissão aumenta, conduzindo a uma maior dispersividade do sinal de informação. Por essa razão com esta técnica não se consegue nenhum ganho relativamente à interferência multipercurso.

2.2.2.4 Sistemas de espalhamento de espectro híbridos

Combinando as técnicas de espalhamento de espectro estudadas nas subsecções anteriores obtém-se os chamados sistemas híbridos [16], cujo o principal objectivo é aproveitar as vantagens específicas de cada técnica. A principal desvantagem destes

sistemas é o aumento da complexidade, no entanto, há cenários em que um único método de modulação não proporciona o melhor desempenho. Devido à complexidade de implementação, estes sistemas são sobretudo usados em aplicações militares [9]. As combinações mais utilizadas são o FH-DS, TH-FH e TH-DS [7].

Antes de se analisar de uma forma geral estas três técnicas híbridas será interessante, de uma forma resumida, comparar-se individualmente as diferentes técnicas de espalhamento de espectro, tendo em consideração que se usa um receptor RAKE.

Nos sistemas DS-SS a interferência entre utilizadores é minorada pelo espalhamento do sinal de informação por toda a banda disponível. Enquanto nos sistemas FH-SS, num dado intervalo de tempo os diferentes utilizadores transmitem em frequências diferentes, evitando assim a interferência entre eles. Nos sistemas TH-SS como apenas um utilizador transmite num dado intervalo de tempo, não existe portanto interferência. Os sistemas DS-SS são os mais susceptíveis ao problema *near-far*. Este problema é sem duvida alguma um dos mais importantes a considerar num sistema puramente DS-SS, como se verá mais adiante. Os utilizadores mais afastados do receptor vão apanhar mais interferência dos utilizadores mais próximos, portanto, com mais potência [17]. Também em sistemas DS-SS em que os utilizadores tenham diferentes factores de espalhamento e por isso com diferentes potências este efeito se fará sentir, contudo como se verá mais à frente existem técnicas para minorar este efeito. O tempo requerido para aquisição de código é mais pequeno nos sistemas FH-SS do que nos sistemas DS-SS e TH-SS. No entanto, a implementação do emissor e receptor dos sistemas FH-SS são em geral mais dispendiosos devido à complexidade do sintetizador de frequências. Os sistemas FH-SS são mais tolerantes em canais multipercorso [16].

O sistema FH-DS consiste num sinal modulado por uma sequência directa cuja a frequência central salta consoante o código PN. Um possível diagrama de blocos para o emissor e receptor está representado na Figura 2.13.

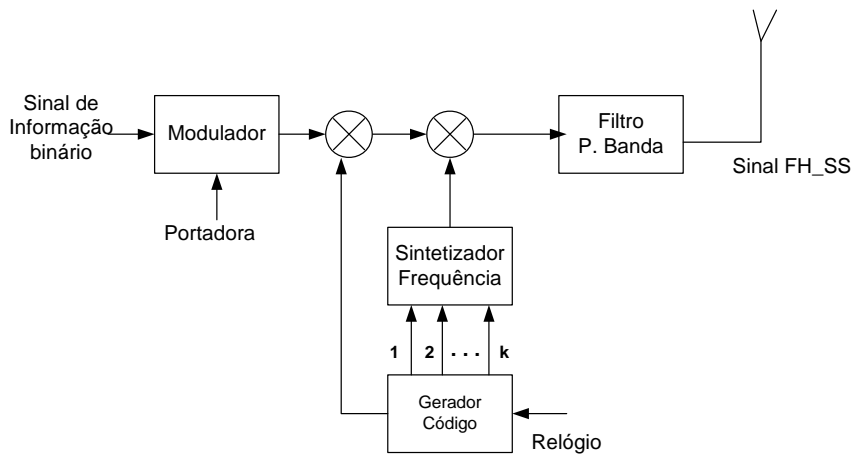


Figura 2.13: Diagrama de blocos de um emissor DS-FH.

Note-se que neste tipo de sistemas o gerador de sequências pseudo-aleatórias é aproveitado para codificar o sinal e para programar parcialmente o sintetizador de frequências. Como é evidente este sistema é menos sensível ao problema *near-far* do que um sistema DS-SS puro. Além disso este sistema híbrido proporciona maior capacidade de rejeição multi-percurso e segurança que um sistema puramente FH ou DS.

Nos sistemas TH-FH um grupo de bits de informação são transmitidos num *slot* de tempo, que varia com determinado padrão, no interior de uma trama e a frequência da portadora também varia com determinado padrão. Estes sistemas encontram aplicação em cenários onde um grande número de utilizadores situados a distâncias variáveis e a funcionarem com potências variáveis partilham um ligação em simultâneo. Como estes sistemas são provavelmente os únicos a fornecerem uma solução para o problema *near-far*, são projectados por forma a evitar a maior parte de interferências entre utilizadores em tempo e/ou na frequência [14].

Outra alternativa para o projecto de um grande número de sinais num sistema de acesso múltiplo é o TH-DS. Quando o acesso à ligação não é suficiente, pode incluir o TDM de forma a aumentar a capacidade do sistema. Tal como no sistema FH-DS, o gerador de código SS servirá para controlar a comutação *on-off* do sub-sistema TH. Um estudo um pouco mais aprofundado sobre sistemas híbridos e suas aplicações práticas podem ser consultadas em [14].

2.2.3 Sequências de espalhamento

Nos sistemas de espalhamento de espectro a escolha da sequência de espalhamento é de importância crucial uma vez que o tipo de código usado, o seu comprimento e *chip rate* impõem limites na capacidade do próprio sistema. O código de espalhamento deve ter características que o assemelhem a uma sequência puramente aleatória, e no entanto deve ser determinística por forma a ser gerada de maneira simples no receptor. Estas sequências determinísticas analisadas num intervalo de tempo finito assemelham-se a sequências aleatórias e por esta razão se designam por pseudo-aleatórias ou códigos PN. Outro tipo de sequências de espalhamento são as chamadas sequências ortogonais, que como se verá são largamente usadas em sistemas de acesso múltiplo síncronos, isto é, sistemas onde existe coordenação dos vários utilizadores. Nos sistemas assíncronos não existe essa coordenação, os sinais emitidos pelos vários utilizadores podem chegar ao receptor com diferentes atrasos.

2.2.3.1 Propriedades básicas das sequências de espalhamento

Num sistema DS-SS, o sinal de informação é modulado por uma sequência de espalhamento, sendo depois correlacionado (no receptor) com uma réplica da mesma sequência. Assim, boas propriedades de correlação cruzada entre o sinal desejado e os sinais interferentes são de extrema importância de forma a minorar a interferência de acesso múltiplo - *Multiple Access Interference* (MAI). Para o caso de sistemas assíncronos a correlação cruzada deve ser baixa para qualquer valor do atraso. As sequências também devem ter boas propriedades de auto-correlação de forma a facilitar o sincronismo, i.e. devem ter um pico bastante pronunciado para um atraso nulo, e pequenos valores para outros atrasos.

2.2.3.2 Sequências PN

As sequências binárias de comprimento máximo ou sequências m são uma das classes mais importantes de sequências PN. Estas sequências são geradas por meio de registos de deslocamento compostos por um número finito de estados binários com m unidades de memória. O número máximo de estados diferentes de zero é $2^m - 1$, que é igual ao período máximo da sequência de saída do registo de deslocamento. Por definição os códigos de comprimento máximo são os códigos mais longos que podem ser gerados por

um registo de deslocamento de um dado comprimento. De entre as suas propriedades destaca-se principalmente as boas propriedades de auto-correlação.

Uma das desvantagens que não encoraja o uso de sequências m é o facto dos códigos não possuírem boas características de correlação cruzada, o que faz com a sua utilização em sistemas práticos de acesso múltiplo seja inviável. As sequências m conferem alguma privacidade, uma vez que se assemelham a sequências puramente aleatórias. No entanto como estas sequências são geradas por métodos lineares sobre um corpo finito, e dada a sua simplicidade de geração a quebra do código também é relativamente simples para um interceptor sofisticado.

Como referido anteriormente as sequências m apresentam propriedades de correlação cruzada más, daí que num sistema de acesso múltiplo seja necessário usar outro tipo de sequências [16].

As mais comuns são:

- Sequências de Gold que resultam da combinação de um subconjunto específico de sequências de comprimento máximo.
- Sequências de Kasami.

Os códigos de Gold surgiram especificamente para aplicações de acesso múltiplo em sistemas SS. São gerados através da adição módulo 2 de um par de sequências m do mesmo comprimento somadas *chip a chip* mantendo portanto a mesma relação de fase e o mesmo comprimento das sequências m , não sendo contudo de comprimento máximo. Para gerar sequências de *Gold* de comprimento N é necessário que as sequências m sejam pares preferenciais. Isto porque, alguns pares de sequências m têm valores relativamente elevados de correlação cruzada e portanto não são adequados para usar na mesma série de sequências *Spread Spectrum Multiple Access* (SSMA). O valor de correlação cruzada deve-se manter pequeno para todos os deslocamentos relativos para que a interferência mútua entre utilizadores seja baixa, o que é conseguido com o uso de pares preferências das sequências m . Estes pares são os que apresentam uma correlação cruzada de três valores:

$$-\frac{1}{N}t(n); \quad -\frac{1}{N}; \quad -\frac{1}{N}[t(n)-2]$$

onde

$$t(n) = \begin{cases} 1 + 2^{\frac{n+1}{2}} & n \text{ ímpar} \\ 1 + 2^{\frac{n+2}{2}} & n \text{ par} \end{cases}$$

Os geradores de Gold são úteis já que existe a possibilidade de produzir um grande número de códigos a partir de dois registos de deslocamento com um pequeno número de baixadas. Um conjunto de $N+2$ sequências de Gold de comprimento N podem ser construídas a partir de um par preferencial de sequências m de comprimento N . A família de códigos completa é obtida usando sequências iniciais diferentes em qualquer dos registos de deslocamento.

Um outro tipo de sequências usadas em sistemas SS são as sequências de Kasami. Considere-se m um número inteiro par e x uma sequência m de período 2^m-1 . As sequências de Kasami são obtidas decimando a sequência x , fazendo-se depois uma adição em modulo 2 das sequências ciclicamente deslocadas. Existem dois tipos de sequências de Kasami: as chamadas sequências de Kasami de pequeno conjunto, com factor de decimação dado por $2^{m/2}+1$ e as sequências de Kasami de grande conjunto, que contém o pequeno conjunto de sequências de Kasami, com factor de decimação igual a $2^{m/2}+1$, e um conjunto de sequências de Gold.

2.2.3.3 Códigos ortogonais

Neste tipo de códigos as sequências são completamente ortogonais para atrasos relativos nulos. Para outros atrasos diferentes de zero as propriedades de correlação cruzada são bastante más. Assim estes códigos apresentam bom desempenho em sistemas síncronos. No entanto o desempenho dos códigos ortogonais depende bastante do comportamento do canal, i.e, do espalhamento do atraso e das perdas de percurso. Em canais com desvanecimento (*fading*) estes códigos perdem parte da sua ortogonalidade, o que limita o seu desempenho.

Os códigos de Walsh são um tipo de códigos ortogonais, tendo sido usados no sistema americano IS-95. Estes códigos são formados por um número par de *chips*, sendo o número de códigos igual ao número de *chips*. Por exemplo existem 128 códigos de comprimento 128. Um código de Walsh de comprimento n pode ser dividido em dois códigos de comprimento $n/2$. Todos os códigos de comprimento $n/2$ gerados a partir do

código de comprimento n são ortogonais entre si. Os códigos de Walsh podem ser construídos iterativamente a partir das seguintes matrizes:

$$H_0 = [1] \quad \text{e} \quad H_n = \begin{bmatrix} H_n & H_n \\ H_n & -H_n \end{bmatrix}$$

Outro tipo de códigos ortogonais são os códigos com uma estrutura em árvore, como proposto em [18], em que é a ortogonalidade entre diferentes factores de espalhamento é conseguida, sendo precisamente estes códigos os usados nos sistema 3G (secção 2.4).

2.2.4 Acesso múltiplo por DS-CDMA

Como é sabido em comunicações móveis a escassez de espectro é um dos principais problemas. Assim torna-se imperioso usar o espectro disponível da forma mais eficiente possível fornecendo alta capacidade em termos de número máximo de utilizadores permitido pelo sistema. A escolha adequada de técnicas de modulação e acesso múltiplo para canais rádio é pois fulcral para atingir esse objectivo.

Antes de descrever os principais métodos de acesso múltiplo por discriminação de código, é útil definir os conceitos básicos de acesso múltiplo. Define-se um sistema de acesso múltiplo como um sistema com vários utilizadores os quais usam um meio de transmissão comum para comunicar com um nó central. Este cenário está ilustrado na Figura 2.14 onde vários terminais móveis (TM) pretendem aceder à mesma estação base, partilhando o mesmo meio de acesso.

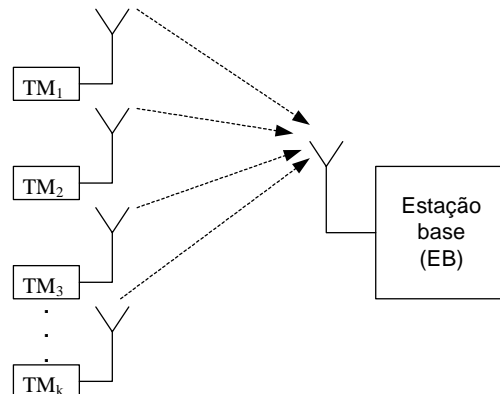


Figura 2.14: Topologia básica de um sistema de acesso múltiplo.

Nas técnicas convencionais de acesso múltiplo a discriminação de sinais é feita na frequência ou no tempo:

- Discriminação de sinais na frequência - FDMA. A largura de banda disponível é dividida em sub-bandas, sendo atribuído a cada utilizador uma dessas sub-bandas. Assim, se houver uma filtragem adequada não há interferência de um utilizador sobre o outro. A Figura 2.15 seguinte ilustra este conceito.

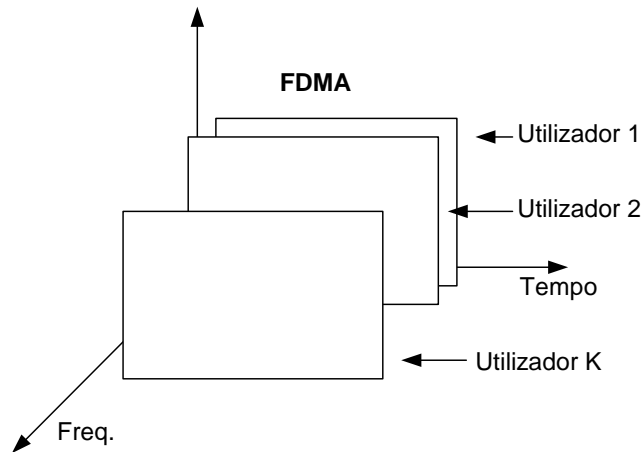


Figura 2.15: Representação esquemática da técnica FDMA

- Discriminação de sinais no domínio do tempo - TDMA. A cada utilizador é atribuído um intervalo temporal que ele usa para enviar/receber informação. Em rigor com TDMA em cada instante apenas um utilizador está a transmitir/receber informação. No entanto essa "reserva" do canal ocorre apenas durante um *time slot*, e não para um período correspondente à duração de toda a mensagem. A Figura 2.16 ilustra esta técnica.

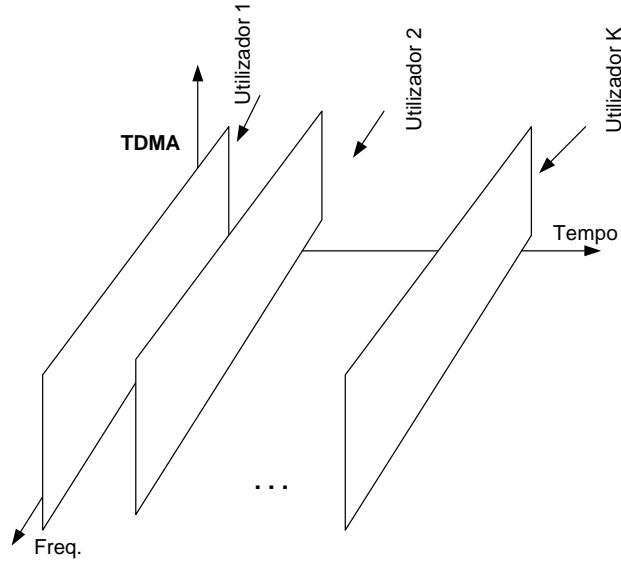


Figura 2.16: Representação esquemática da técnica TDMA.

As técnicas SS permitem outro tipo de acesso múltiplo onde os sinais provenientes dos vários utilizadores coexistem quer na frequência quer no tempo.

Por forma a ilustrar este conceito, consideremos um sistema DS-SS com modulação BPSK e com sincronismo ao nível do símbolo. Os sinais transmitidos pelos vários utilizadores são dados por

$$S_i(t) = \sqrt{2P_i} c_i(t) d_i(t) \cos(2\pi f_o t + \theta_i) \quad \text{com } i=1,2,\dots,K. \quad (2.1)$$

Onde $c(t)$ representa a sequência de espalhamento, $d(t)$ o sinal de informação e P_i a potência de cada utilizador.

Considera-se controlo de potência (este conceito será analisado mais tarde) perfeito. Se houver K utilizadores activos, o sinal recebido pelo nó central vem dado por,

$$r(t) = \sum_{i=1}^K \sqrt{2P_i} c_i(t) d_i(t) \cos(2\pi f_o t + \theta_i) + n(t) \quad (2.2)$$

Sendo $n(t)$ ruído branco.

Consideremos sem perda de generalidade, que o utilizador que se quer recuperar é o utilizador 1, com código $c_1(t)$. Logo o receptor para recuperar a informação terá correlacionar o código do utilizador 1 com o sinal recebido (2.2). Assim após a multiplicação de $c_1(t)$ por $r(t)$ obtém-se,

$$y(t) = \sqrt{2P}d_1(t)\cos(2\pi f_0 + \theta_1) + \sum_{i=2}^K \sqrt{2P_i}c_i(t)c_1(t)d_i(t)\cos(2\pi f_0 + \theta_i) + c_1(t)n(t) \quad (2.3)$$

Em (2.3), o primeiro termo do lado direito da equação representa o sinal desejado, o segundo a interferência produzida pelos outros $(K-1)$ utilizadores e o terceiro o efeito do ruído aditivo. Como se está interessado no efeito da interferência que advém de K sinais coexistirem no tempo e na frequência, omite-se o efeito do ruído. Assim após desmodulação BPSK obtém-se,

$$z(t) = \sqrt{P/2}d_1(t) + \sum_{i=2}^K \sqrt{P/2}c_i(t)c_1(t)d_i(t)\cos(\theta_i - \theta_1) \quad (2.4)$$

Considerando impulsos rectangulares com duração T para as sequências de informação e uma recepção com um “Integrate & Dump”, com duração de integração T , a amostra que vai ser usada para efectuar a decisão acerca do bit 0 do sinal 1 é,

$$z_0(t) = a_0(t)T + \sum_{i=2}^K a_0^{(i)} \cos(\theta_i - \theta_1) \int_0^T c_1(t)c_i(t)dt \quad (2.5)$$

De (2.5), facilmente se pode concluir que se as sequências $c_i(t)$ forem tais que a correlação cruzada entre elas medida sobre um período T for nula então a interferência entre sinais anula-se. Logo se as sequências de espalhamento dos vários utilizadores forem ortogonais, os sinais podem coexistir no tempo e na frequência que não causam qualquer interferência uns sobre os outros, tendo assim uma técnica de acesso múltiplo alternativa a TDMA e FDMA, designada por CDMA. No entanto como referido anteriormente o desempenho destes códigos está fortemente relacionado com o tipo de canal usado. Qualitativamente, se as propriedades de correlação cruzada forem boas as mesmas conclusões ocorrem para sistemas assíncronos. A Figura 2.17 ilustra a DEP de

um sinal SS correspondente a vários utilizadores num sistema DS-CDMA antes e depois do *de-spread*.

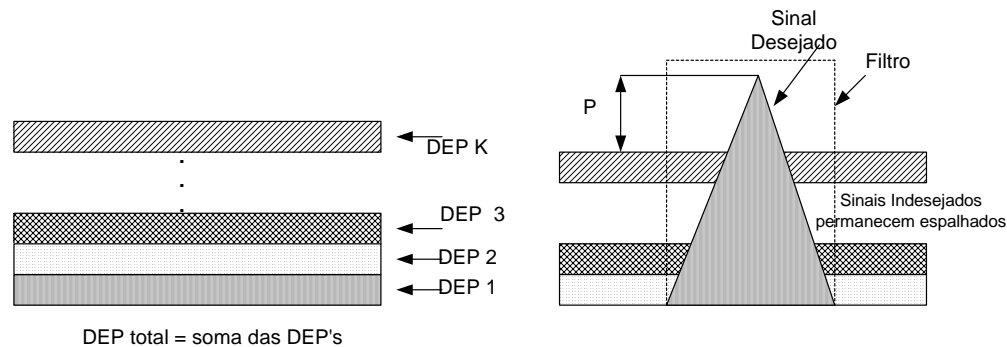


Figura 2.17: Ilustração da DEP de um sinal SS correspondente a K utilizadores, antes a) e depois b) do *de-spread*.

Como se pode ver pela Figura 2.17 a filtragem vai eliminar grande parte da potência dos interferidores. No entanto neste tipo de sistemas à medida que um novo utilizador entra na rede a degradação da qualidade de serviço também aumenta, isto porque o nível P b) diminui com o número de utilizadores, ou seja, o segundo termo do lado direito da equação (2.5) sobrepõem-se ao primeiro termo. Isto acontece porque num canal prático onde existem várias componentes multipercurso os códigos perdem parte da sua ortogonalidade. Como se verá mais à frente existem técnicas para minorar este problema.

2.3 Elementos Básicos de um Sistema DS-CDMA

O principal objectivo desta secção é fazer uma análise genérica de alguns dos elementos fundamentais de um sistema DS-CDMA puro. Os principais elementos são [9] [19]: receptor RAKE, controlo de potência, *soft handover*, *handover* entre frequências e detecção multi-utilizador. Num sistema DS-CDMA convencional, usa-se um receptor RAKE, de forma a combinar as várias componentes multipercurso, aumentando desta forma o desempenho do sistema. No entanto este receptor degrada-se bastante em cenários com *near-far*, sendo necessário o uso de controlo de potência por forma a minorar essa degradação. Num sistema celular DS-CDMA o uso do *hard handover*, poderia aumentar consideravelmente a inter-interferência, diminuindo o desempenho, usando-se geralmente um *soft handover*. Estes elementos são analisados, na próxima

secção, numa perspectiva de aplicação ao UMTS. O capítulo 3 é quase na totalidade dedicado à detecção multi-utilizador, pelo que não será abordado nesta secção.

2.3.1 Receptor RAKE

Os sistemas DS-CDMA adaptam-se bem a canais com multi-percurso [9]. Num canal multi-percurso, o sinal transmitido é reflectido em vários obstáculos tais como: edifícios, montanhas, árvores, automóveis, etc. Portanto o receptor recebe várias cópias do sinal de informação com diferentes atrasos, fases, amplitudes e ângulos. Se as diferentes cópias chegam espaçadas de mais de um tempo de *chip* (T_C), o receptor consegue discriminá-las. Neste tipo de sistema, as outras componentes multipercurso podem ser vistas como interferidores, sendo suprimidos pelo factor de espalhamento. No entanto, pode-se aumentar significativamente o desempenho dos sistemas DS-CDMA, combinando todas as componentes multipercurso que o receptor consegue discriminar, usando para isso um RAKE, fazendo uso da diversidade intrínseca de um sinal DS-CDMA [11].

O receptor RAKE de uma forma genérica consiste num conjunto de correladores, um para cada componente multipercurso desciminada. Após o *de-spread* as várias cópias do sinal de informação podem ser combinadas, usando por exemplo o *Maximal Ratio Combining* (MRC). Evidentemente que tanto maior é o ganho conseguido com esta técnica quanto maior for a descorrelação entre as várias componentes multipercurso. A Figura 2.18 ilustra de um forma simples o receptor RAKE com L fingers.

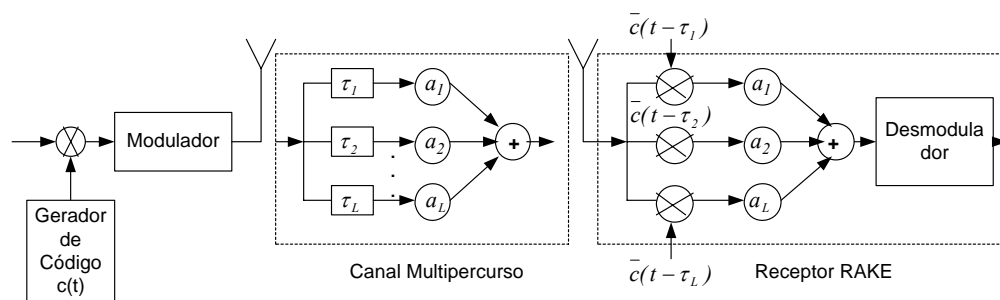


Figura 2.18: Princípio de funcionamento de um receptor RAKE.

O sinal de informação após ser modulado e espalhado passa através um canal multipercurso com L componentes, que pode ser modulado da forma representado na

Figura 2.18. Cada componente tem um atraso e uma atenuação, imposta pelo canal. Em cada *finger* do receptor RAKE, o sinal recebido é correlacionado com um determinado factor de espalhamento, que é alinhado com o atraso de cada componente multipercurso. Depois do *de_spread*, os sinais são pesados e combinados, usando por exemplo o MRC. Facilmente se demonstra que o receptor RAKE constitui o receptor óptimo para recuperação de um símbolo de um único utilizador no canal AWGN. No entanto, este receptor apresenta duas limitações fundamentais: o seu desempenho degrada-se bastante quando o número de utilizadores aumenta, o que é esperado uma vez que o receptor RAKE é óptimo, em certas condições, para transmissores mono-utilizador e requer um controlo de potência bastante preciso. No capítulo 3 este assunto será novamente abordado.

2.3.2 Controlo de potência

Um dos principais problemas dos sistemas DS-CDMA que usam um receptor RAKE é o efeito *near-far*. De forma a se conseguir um bom desempenho destes sistemas, todos os sinais, independentemente da distância a que se encontram da EB, deveriam chegar à EB com a mesma potência média. Logo a solução para este problema é usar um mecanismo por forma a controlar a potência recebida dos vários utilizadores, fazendo com ela seja igual para todos os utilizadores. Alias, a ausência deste mecanismo torna inviável os sistemas DS-CDMA com receptores RAKE. No entanto, deve ser realçado que mecanismos de controlo de potência apertados levam a maior complexidade do sistema. Em contraste com o *uplink* (móvel \Rightarrow EB), no *downlink* (EB \Rightarrow móvel) todos os sinais se propagam através do mesmo canal. Assim a potência recebida é a mesma, em média, para todos os sinais, não sendo necessário nenhum mecanismo de controlo de potência para eliminar o efeito *near-far*, sendo apenas necessário o uso de controlo de potência de forma a minimizar a interferência provocada pelas células vizinhas e evitar causar interferência nessa mesmas células.

O mecanismo do controlo de potência é bastante útil no combate à MAI, e melhora significativamente o desempenho dos sistemas DS-CDMA. Existem dois tipos de mecanismo para controlar a potência recebida [9]:

- Malha aberta (*open loop*) – De uma forma genérica o controlo em malha aberta tem dois principais objectivos: ajustar a potência transmitida por cada terminal móvel e compensar variações abruptas em termos das perdas de percurso. O

terminal móvel faz uma estimativa dessas perdas entre a EB e o móvel medindo a potência do sinal recebido usando um circuito *Automatic Gain Control (AGC)*, que dá uma estimativa grosseira das perdas de propagação para cada utilizador. Quanto menor for a potência recebida maior será as perdas de propagação, e vice-versa. No entanto neste mecanismo de controlo de potência apenas o móvel participa, e como o desvanecimento rápido entre o *uplink* e o *downlink* estão descorrelacionados, o controlo de potência em *malha aberta* não compensa o desvanecimento rápido no *uplink*.

- **Malha fechada (*Closed loop*)** – De forma a ter em conta a independência do desvanecimento entre o *uplink* e o *downlink*, a EB também controla a potência transmitida pelo móvel. Assim a EB mede o *signal-to-Interference Ratio (SIR)* durante um determinado intervalo de tempo, compara-o com SIR desejado, e decide se o terminal móvel necessita de aumentar ou diminuir a potência de transmissão, participando neste caso a EB e o móvel. A Figura 2.19 ilustra de forma simples este conceito.

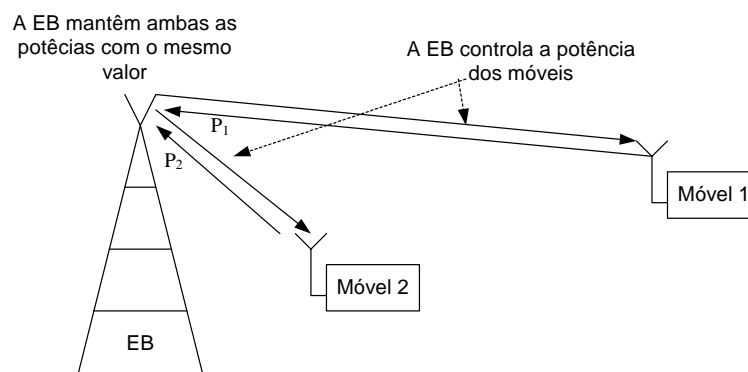


Figura 2.19: Controlo de potência em malha fechada num sistema DS-CDMA.

2.3.3 *Soft e softer handovers*

Num sistema celular existem várias células, cada uma com a sua estação base, designado-se por *handover* a passagem do móvel de uma célula para outra. Quando o móvel está ligado a mais do que uma estação base simultaneamente diz-se que está em *soft handover*. O principal objectivo do *soft handover* é reduzir a interferência nas células vizinhas e melhorar o desempenho através da macro diversidade. *Softer handover* não é mais que *soft handover* entre sectores de uma mesma célula.

As células vizinhas de um sistema celular (FDMA ou TDMA) não usam as mesmas frequências usadas numa célula adjacente. Terá que haver uma separação das células de forma a diminuir a interferência entre células com a mesma frequência (este é o princípio usado no planeamento celular do GSM). No entanto nos sistemas DS-CDMA não é necessário qualquer separação das células, sendo o factor de reuso de frequências igual a 1 [10]. Nos sistemas 2G (GSM) é executado um *handover* quando a diferença entre o nível de potência recebida de uma célula vizinha e o nível de potência da célula corrente excede um determinado limiar. Este tipo de *handover* designa-se por *hard handover*. Como nos sistemas DS-CDMA as células vizinhas usam as mesmas frequências, este tipo de *handover* poderia aumentar a interferência entre células, diminuindo a capacidade do sistema. De forma a evitar essa interferência o ideal seria efectuar um *handover* instantâneo logo que a potência do sinal da célula vizinha fosse maior que a da célula corrente. No entanto do ponto de vista prático seria muito complicado executar este tipo de *handover*.

Uma vez que numa situação de *soft handover* o móvel é ligado a duas ou mais EBs, a potência transmitida pelo móvel pode ser controlada de acordo com a célula, da qual o móvel recebe uma maior potência. O terminal móvel entra em *soft handover* quando a potência do sinal de um célula vizinha excede um certo nível, mas abaixo do nível de potência da célula corrente.

Felizmente, os sinais de um sistema DS-CDMA adaptam-se bem à implementação do *soft handover*. Isto porque no *uplink*, duas ou mais EB podem receber o mesmo sinal (uma vez que o reuso de frequências é 1), no *downlink* o móvel pode coerentemente combinar os sinais transmitidos das diferentes EB, obtendo-se aquilo que se chama macro diversidade.

Evidentemente que no *downlink* o *soft handover* cria maior interferência no sistema celular uma vez que mais do que uma EB transmite para o mesmo móvel. Assim o ganho do *soft handover* em *downlink* depende do ganho da macro diversidade e da perda de desempenho devido ao aumento de interferência.

2.3.4 Handover entre frequências

Num sistema celular hierárquico, as micro células terão portadoras diferentes das macro células. Logo será necessário um esquema eficiente de *handover* entre as diferentes portadoras, quando um utilizador passa de uma micro para uma macro célula. A estação móvel terá que ser capaz de medir a potência e a qualidade do sinal de outras frequências, mantendo a ligação através da portadora corrente. Uma vez que num sistema CDMA puro a transmissão é contínua, não existindo *idle slots* para medir outras frequências como no TDMA, é necessário usar outro tipo de esquemas. Assim, o modo comprimido e o receptor duplo foram propostos para o *handover* entre frequências [20]. No modo comprimido, os *slots* usados para efectuar a medida de outras frequências são criados pela transmissão dos dados de informação numa trama, com um factor de espalhamento mais baixo durante um curto período, criando tempos sem transmissão, que são utilizados para efectuar medidas noutras frequência. Este conceito pode ser melhor percebido pela Figura 2.20. O receptor duplo pode medir outras frequências sem afectar a frequências dos dados de informação. Num ramo pode fazer medições de outras frequência, no outro continua a receber o sinal de informação.

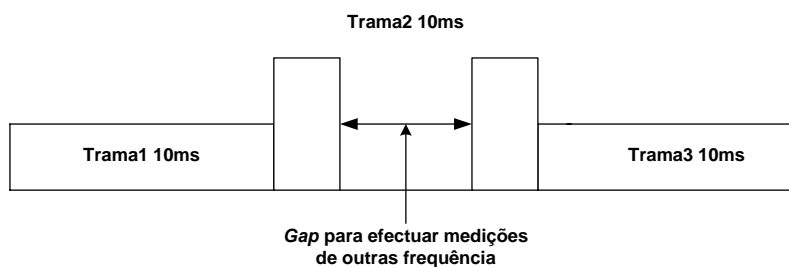


Figura 2.20: Estrutura da trama no modo comprimido.

2.4 UMTS

O principal objectivo desta secção é apresentar algumas das mais importantes especificações do UMTS-TDD, ou pelo menos aquelas que são fundamentais para perceber a implementação da cadeia de simulação, capítulo 4, e dos parâmetros usados na obtenção dos resultados experimentais do capítulo 5. O leitor interessado numa apresentação completa das especificações do UMTS *Time Division Duplex* (TDD) ou *Frequency Division Duplex* (FDD) deve consultar [21].

2.4.1 Conceitos Gerais

O UMTS *Terrestrial Radio Access* (UTRA) tem como objectivo disponibilizar ritmos de transmissão desde 144 Kbps, grande mobilidade, 384Kbps, média mobilidade, até 2Mbps para baixa mobilidade, de forma a facilitar aplicações multimédia que usam vários serviços em paralelo: voz, áudio/vídeo, gráficos, dados, internet e e_mail [22].

A Figura 2.21 apresenta uma cobertura típica do UMTS. De modo a suportar a diversidade de ambientes em que o UMTS deve operar, foram definidos vários ambientes de operação, também denominados por domínios: público, comercial, doméstico, etc. Numa primeira aproximação, cada domínio pode ser encarado como uma sub-rede ou uma implementação específica para um determinado ambiente do UMTS. Note-se que vários domínios podem coexistir sobre o mesmo espaço físico, o que resulta na sobreposição de células de diferentes domínios (Figura 2.21).

Cada sub-rede utiliza células específicas vocacionadas para o tipo de ambiente a que se dirigem, nomeadamente [23]:

- **Macro-células:** equivalentes às células das actuais redes celulares, para serem usadas em espaços suburbanos e rurais no domínio público. Têm dimensões que variam entre algumas centenas de metros e vários quilómetros de raio, com capacidade (número de utilizadores activos por unidade de área) média.
- **Micro-células:** para serem usadas nos centros urbanos no domínio público. As suas dimensões variam desde algumas dezenas a poucas centenas de metros, com capacidade elevada.
- **Pico-células:** células destinadas a suportar as comunicações móveis em espaços interiores: domínio público (dentro de edifícios públicos, por ex: estações de comboios, aeroportos, etc.), domínio doméstico (habitações particulares), domínio comercial (escritórios, empresas, etc.). A sua capacidade depende do domínio específico, sendo elevada para os comerciais, e baixa ou média para interiores privados domésticos.
- **Spot-beams dos satélites:** sobrepondo-se a toda a cobertura terrestre, de capacidade reduzida, para ser usado no domínio público. É especialmente vocacionado para as regiões não abrangidas pela cobertura das redes terrestres.

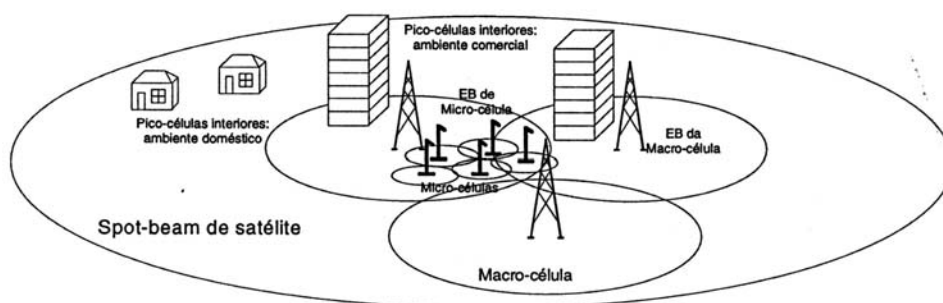


Figura 2.21: Cobertura típica de UMTS.

Atendendo à reutilização do espectro conseguida por cada tipo de célula, em conjunto com os requisitos de potência em cada ambiente rádio, é evidente que as taxas de transmissão disponíveis para cada tipo de células são diferentes. Como objectivo de taxa de transmissão máxima o UMTS pretende ser capaz de fornecer taxas até aos 2 Mbit/s, possibilitando assim acesso à RDIS.

O UMTS consiste em dois modos de operação [23]: TDD em que a ligação bidireccional é conseguida atribuindo-se *time slots* para o *uplink* e para o *downlink* e FDD em que a ligação bidireccional é conseguida atribuindo-se uma faixa de frequências para o *uplink* e outra para o *downlink*. Ambos os modos foram harmonizados no sentido de alguns parâmetros básicos do sistema serem comuns, ex. o tamanho da trama, o *chip rate*, etc, ver Tabela 2.1 [24]. Este procedimento facilita o uso de terminais FDD/TDD, permitindo uma redução de custos significativa [24]. O modo TDD é particularmente bem adaptado em ambientes com grande densidade de tráfego, micro e pico-células, onde as aplicações exigem grandes ritmos de transmissão e tendam criar grande assimetria, isto é, grande parte da transmissão é apenas efectuada num sentido (*uplink* ou *downlink*), ex. Internet, permitindo ritmos de transmissão até 2Mbps. O modo FDD destina-se a ser usado nas macro e micro-células com ritmos de transmissão até os 384Kbps e com grande mobilidade.

Tabela 2.1: Parâmetros básicos do sistema UTRA FDD/TDD.

	FDD	TDD
Chip Rate	3.84 Mchip/s	
Modulação	QPSK	
Largura de Banda (LB)	5 MHz	
Formatação do Impulso	Root Raised Cosine (RRC), $r=0.22$	
Comprimento da Trama	10 ms	
Número de <i>time slots</i> por Trama	15	

Nesta secção apenas são apresentadas, com algum detalhe, algumas das mais importantes especificações para o modo TDD. Isto porque o objectivo desta dissertação é implementar e avaliar algoritmos PIC para o UMTS-TDD, o leitor interessado nas especificações para o modo FDD deve consultar [21].

2.4.2 Especificações do modo TDD

2.4.2.1 Estrutura do Canal Físico

Um canal físico em TDD é um *burst*, que é transmitido num determinado *Time Slot* (TS) dentro de uma trama, como representado na Figura 2.22. Um *burst* é constituído pelos dados, *midamble*, e um período de guarda (PG), Figura 2.23 [25-26]. Dentro do campo *midamble*, são transmitidas as sequências de treino necessárias para a estimação dos parâmetros do canal. O PG é usado para permitir o uso de controlo de potência, espalhamento do atraso, incertezas temporais e atrasos de propagação. A duração de um *burst* é um *time slot*. Existem três tipos diferentes de *burst* para a transmissão de dados, que diferem nos comprimentos de cada campo, de acordo com a Tabela 2.2. O *burst* 1 tem menos espaço para a transmissão de dados, mas um campo de *midamble* maior. Esta configuração permite um melhor desempenho e a possibilidade de estimar um maior número de canais que o *burst* 2. Assim, o *burst* 1 adapta-se melhor ao *uplink* onde é necessário a estimação da resposta impulsional de 16 canais (no máximo). O *burst* 3 é aquele que tem um maior PG, sendo apenas usado pelo *Physical Random Access Channel* (PRACH). Este PG é necessário uma vez que no acesso inicial à estação base o móvel não tem nenhuma informação temporal. Uma mistura de todos os

tipos de *bursts* dentro da mesma célula é possível, o que permite uma maior flexibilidade relativamente à alocação de canal e eficiência espectral.

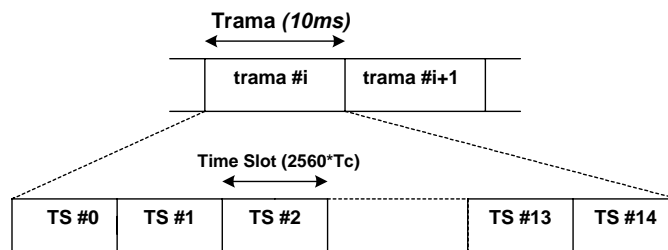


Figura 2.22: Estrutura da Trama.

Campo de Dados 1	Midamble	Campo de Dados 2	PG
------------------	----------	------------------	----

Figura 2.23: Estrutura de cada *Time Slot*.

Tabela 2.2: Tipo de *bursts*, comprimento dos campos em *chips*

Tipo de <i>Burst</i>	Dados 1	Dados 2	<i>Midamble</i>	PG
1	976	976	512	96
2	1104	1104	256	96
3	976	880	512	192

Uma trama tem a duração de 10ms e pode ser dividida em 15 TS, cada um de duração de 2560 *chips*. Cada TS pode ser alocado para o *uplink* ou para o *downlink*. Em qualquer configuração pelo menos um TS tem de ser alocado para o *downlink* e pelo menos um para o *uplink*. Com esta flexibilidade, o modo TDD adapta-se a vários ambientes, podendo ser usado nos casos de tráfego simétrico ou num caso de tráfego assimétrico, como por exemplo no acesso à internet, onde o tráfego é mais intenso no *downlink*. A Figura 2.24 representa três configurações possíveis para o modo TDD.

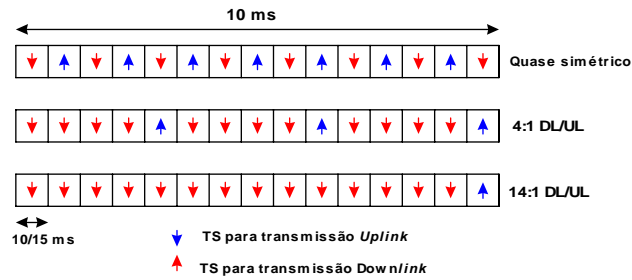


Figura 2.24: Exemplo de alguns modos de configuração da trama TDD.

O canal físico é definido pela frequência, *time slot*, código de *channelisation*, tipo de *burst* e pela trama [25-26].

2.4.2.2 Operações de *channelisation*, *scrambling* e modulação

O número de *bits* N_{bits} que podem ser transmitidos no campo de dados de cada *burst*, depende do comprimento do campo de dados N_{dados} (*chips*), isto é, do tipo de *burst* e do factor de espalhamento,

$$N_{bits} = 2 * N_{dados} / FE, \quad \text{com } FE = 1, 2, 4, 8 \text{ ou } 16$$

Uma vez que o sistema usa modulação QPSK o número de símbolos é dado por $N_{símbolos} = N_{bits} / 2$. Os símbolos de dados complexos são, primeiro espalhados com um código real, designado por código de *channelisation*. Este código é do tipo *Orthogonal Variable Spreading Factor* (OVSF), a estrutura deste código está representado na Figura 2.25. O comprimento dos códigos depende do factor de espalhamento usado. A estratégia de alocação destes códigos pode ser consultada em [27].

Depois da operação de *channelisation*, os dados espalhados são novamente multiplicados por um código complexo, *scrambling code*. Este código é específico de cada célula, tendo sempre comprimento 16. O principal objectivo deste código é reduzir a interferência inter-celular. Além disso, estes códigos são otimizados por forma a aumentar a eficiência espectral. As operações de *channelisation*, *scrambling* e modulação estão representadas na Figura 2.26 [27].

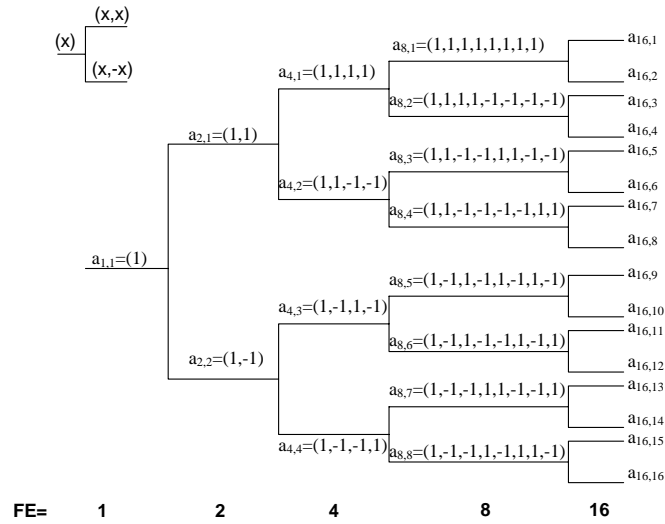


Figura 2.25: Representação do código OVFS.

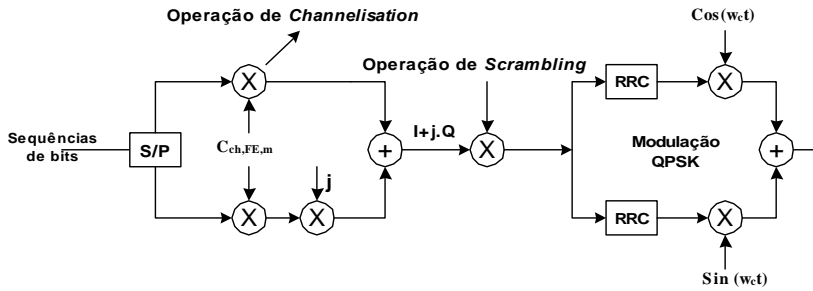


Figura 2.26: Operações de *Channelisation*, *Scrambling* e Modulação.

De forma a facilitar a implementação e permitir baixos custos dos terminais, os canais físicos no *downlink* apenas usam um factor de espalhamento igual a 16. No entanto, para permitir ritmos de transmissão elevados, é possível o uso de códigos de *channelisation* em paralelo. Esta operação geralmente é designada por *multicode*. Também é possível usar um factor de espalhamento igual a 1 (no *downlink*), mas apenas em cenários de baixa interferência inter-celular.

No *uplink*, transmissões com um único código e factores de espalhamento variáveis são preferíveis a transmissões com múltiplos códigos, isto porque no primeiro caso consegue-se uma relação pico-potência média de transmissão menor, o que permite um menor consumo da bateria do móvel [27].

2.4.2.3 Sequências de treino

No *downlink*, o canal é em geral igual para todos os utilizadores, enquanto que no *uplink* cada utilizador passa por um canal diferente, sendo necessária a estimação da resposta impulsional de cada utilizador. De forma a reduzir a complexidade da estimação dos parâmetros do canal, as sequências de treino (*midambles*) no UTRA TDD foram desenhadas de forma a permitir a estimação dos parâmetros do canal dos vários utilizadores num único ciclo de correlação. Os *midambles* dos diferentes utilizadores activos no mesmo TS são versões atrasadas de um único código básico periódico, como se pode ver pela Figura 2.27. Diferentes células usam diferentes códigos básicos periódicos. As diferentes respostas impulsivas estimadas são obtidas sequencialmente no tempo à saída do correlador, podendo ser separadas por uma simples janela de comprimento w . Assim, o máximo comprimento da resposta impulsional do canal é dado pelo comprimento w que é igual ao deslocamento temporal entre dois *midambles*. O número de respostas impulsivas que podem ser estimadas ao mesmo tempo depende do comprimento do período do código básico P e do comprimento da janela. Devido ao maior comprimento do campo de *midambles* do *burst* 1 (Tabela 2.2) é possível estimar um maior número de respostas impulsivas que o *burst* 2. Logo, o *burst* 1 adapta-se melhor ao *uplink*, onde vários utilizadores, no máximo 16, podem partilhar o mesmo TS. O *burst* 2 adapta-se melhor ao *downlink*, podendo ser também usado no *uplink* se o número de utilizadores que partilham o mesmo TS for menor que 4 [25-26].

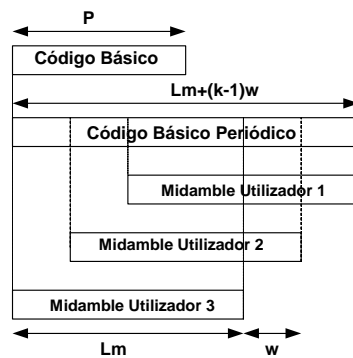


Figura 2.27: Geração dos *midambles*, neste exemplo podem ser estimados até 3 respostas impulsivas.

2.4.2.4 Canais físicos dedicados

Os canais físicos dedicados ou na terminologia inglesa – *Dedicated Physical Channels* (DPCH) são usados no *uplink* e no *downlink* para transportar os dados dos canais lógicos de transporte dedicados – *Dedicated Transport Channels* (DCH). Estes canais transportam dados de informação e de controlo entre o móvel e a estação base. Ambos os *burst* 1 e 2 permitem o uso de *Transport Format Combination Indicator* (TFCI) no *uplink* e *downlink*. O principal objectivo de TFCI é permitir uma melhor descodificação, *de-interleaving* e desmultiplexagem na camada física. Para serviços simples, como a voz o TFCI não é necessário. No TDD o TFCI é opcionalmente transmitido dentro dos campos de dados do *burst*, como se pode ver pela Figura 2.28.

O TDD facilita o uso de controlo de potência por malha fechada no *downlink*. O comando *Transmitter-Power-Control* (TPC) é enviado no *uplink* como um parâmetro da camada física para permitir o ajustamento da potência transmitida na estação base. Os primeiros dois bits do segundo campo de dados são usados para o comando TCP [25-26] (ver Figura 2.28).

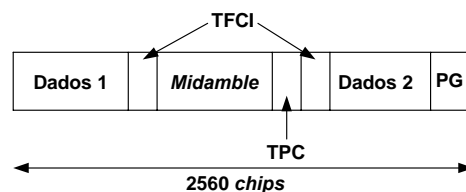


Figura 2.28: Transmissão do TFCI e TPC dentro do *burst*.

2.4.2.5 Canais físicos comuns

Existem um conjunto de canais de transporte comuns que são mapeados em canais físicos comuns. Os mais importantes são [25-26]:

- *Broadcast Channel* (BCH), que é mapeado no *Primary Common Control Physical Channel* (P-CCPCH).
- *Paging Channel* (PCH) e *Forward Access Channel* (FACH), ambos são mapeados no *Secondary Common Control Physical Channel* (S-CCPCH).
- *Random Access Channel* (RACH), que é mapeado no *Physical Random Access Channel* (PRACH).

O P-CCPCH é usado no *downlink* para transportar dados do BCH. O P-CCPCH é transmitido com potência fixa, funcionando como referência para medidas efectuadas nos terminais móveis. Este canal físico é sempre transmitido no primeiro TS do *Synchronisation Channel* (SCH) dentro da trama, usa um código de *channelisation* e um *midamble* predefinido. O S-CCPCH é usado para transmissão de informação de controlo no *downlink*, isto é, mensagens dos PCH e FACH.

Para adquirir acesso à estação base, o móvel transmite aleatoriamente mensagens em um ou mais TS que são usados pelo PRACH. Evidentemente que podem acontecer colisões se mais do que um móvel transmite no mesmo instante e com o mesmo factor de espalhamento, isto é, transmitem as suas mensagens RACH no mesmo grupo de colisão. O acesso aleatório dá origem a grupos de colisão divididos no tempo. O uso de até 16 códigos no mesmo TS aumenta os grupos de colisão, diminuindo as colisões dentro de cada grupo. Assim, apenas é permitido o uso de factores de espalhamento de 8 e 16 para o PRACH.

2.4.2.6 Controlo de potência

O principal objectivo do controlo de potência no modo TDD é limitar a interferência dentro do sistema, reduzindo a interferência inter-celular e o consumo de potência do móvel. O controlo de potência no TDD é feita ao nível da trama, isto é, a potência é actualizada em cada 10ms [28]. Este procedimento é feito de forma diferente no *uplink* e no *downlink*. No *uplink* é usada a técnica em malha aberta (secção 2.3.2). Este método toma em conta a reciprocidade dos canais do *uplink* e *downlink*, ou seja, assume que as perdas de percurso são as mesmas no *uplink* e *downlink*. Em cada célula existe pelo menos um canal físico com potência, *midamble* e outras características especiais conhecidas transmitido em 1 ou dois TS. Medindo a potência deste canal, o móvel pode calcular as perdas de percurso. Conjuntamente com a informação recebida da estação base à cerca da interferência no *uplink* e do SIR pretendido, o móvel actualiza a potência a transmitir, sendo calculada da seguinte forma [28],

$$P_M = \alpha L_{P-CCPCH} + (1 - \alpha) L_O + I_{BTS} + SIR_{Desejada} + C \quad (2.6)$$

Onde,

- P_M , Nível de potência transmitida em dBm.

- $L_{P-CCPCH}$, Medida das perdas de percurso instantâneas dB.
- L_O , Perdas de percurso médias em dB.
- I_{BTS} , Nível da potência do sinal de interferência em dBm.
- α , Factor de peso, pode ser usado para levar em conta o atraso entre a estimação das perdas de percurso no *downlink* e a transmissão actual.
- $SIR_{Desejada}$, Valor desejado da SIR.
- C , Este parâmetro deverá ser usado numa camada de alto nível, isto é, pelo operador do sistema.

Na estação base é feita uma estimativa da qualidade do sinal recebido, sendo depois comparado com os requisitos desejados. Com base nesta comparação pode resultar uma nova SIR, sendo depois transmitida ao móvel.

A técnica de potência de controlo em malha fechada é usada no *downlink*. O móvel faz uma comparação do SIR recebido com o SIR a atingir. Para todos os canais físicos do mesmo móvel dentro da trama, é gerado e transmitido um comando de controlo de potência (± 1 degrau da potência). A estação base pode alterar a potência transmitida de todos os canais físicos atribuídos a esse móvel. O valor desse degrau pode variar de acordo com a velocidade e tipo de ambiente em que se encontra o móvel.

2.4.2.7 Handover no modo TDD

Em TDD pode ser necessário executar três tipos de *handover*: de TDD -TDD, TDD - FDD e TDD para os sistemas 2G, por exemplo o GSM.

Em TDD geralmente é usado o *hard handover*, isto é, o móvel está apenas ligado a uma estação base, contrariamente ao *soft* em que o móvel pode estar ligado a mais que uma estação base. Inicialmente o móvel recebe da *UMTS Terrestrial Radio Access Network* (UTRAN) uma lista das células (TDD, FDD ou GSM) que deve monitorar, geralmente esta monitorização é feita nos TS *idle* [29].

- *Handover* TDD-TDD, o móvel mede a potência recebida das células vizinhas, é a EB que envia ao móvel quais as células que este tem que medir. Nos TS *idle* o móvel executa uma correlação de forma a encontrar e a medir os *midambles* das células vizinhas. Em geral, as células TDD estão sincronizadas no tempo, o que permite ao móvel conhecer em que posição deve procurar os *midambles*, fazendo

com que a janela de procura seja pequena. A potência medida fornece informação à cerca da distância e da qualidade do sinal das células vizinhas, sendo depois usada pela estação base para executar o algoritmo de *hard handover*.

- *Handover* TDD-FDD, a relação E_c/N_0 do *Common Pilot Channel* (CPICH) é medida. Esta medição dá uma indicação da qualidade e do SIR esperado na nova célula.
- *Handover* TDD-2G, neste caso o nível da potência recebida no BCH do GSM é medido e, em certos intervalos, a informação do canal de sincronização do GSM é decodificado por forma a verificar a qualidade do sinal recebido.

Quando a EB decide que um *handover* é necessário, troca informação com a nova célula do móvel, enviando depois um comando ao móvel para executar um *handover* com a nova célula. Este comando contém toda a informação necessário que o móvel necessita na nova célula.

2.4.2.8 Time Advance (TA)

O TA é um mecanismo de controlo do tempo de transmissão dos diferentes utilizadores de forma a evitar sobreposição temporal dos TS. Inicialmente a estação base mede o tempo de recepção da transmissão do PRACH, dando depois instruções ao terminal móvel para este aplicar um TA de forma a que todos utilizadores cheguem a estação base ao mesmo tempo. O terminal móvel deve ajustar o tempo das suas transmissões de acordo com degraus de ± 4 chips. No entanto se for usada a opção *Uplink Synchronization*, o móvel pode ajustar o tempo das transmissões com degraus de $\pm 1/4$ chips. Num *handover* de uma célula TDD para outra TDD, esta última geralmente está sincronizada com a célula activa, o móvel pode automaticamente aplicar o TA correcto na nova célula, sendo dado por [28],

$$TA_{CN} = TA_{CA} + 2 \cdot \Delta t \quad (2.8)$$

onde Δt representa a diferença temporal relativa entre a célula nova (CN) e a célula antiga (CA).

3 Técnicas de Detecção Multi-Utilizador

Neste capítulo são analisadas algumas das principais técnicas de detecção multi-utilizador. O principal objectivo da investigação destas técnicas é encontrar receptores com bom desempenho, mas ao mesmo tempo com complexidade moderada. O capítulo começa com uma análise genérica do receptor convencional – RAKE, onde são identificados os principais problemas deste receptor. O detector óptimo de Verdu também é objecto de estudo neste capítulo. Dado o fosso existente, em termos de desempenho/complexidade, entre o receptor óptimo e o convencional vários detectores sub-óptimos têm sido propostos [30]. Assim, grande parte deste capítulo é dedicado a análise de alguns dos mais importantes detectores sub-óptimos. Na parte final é feita uma pequena introdução a agregados de antenas e a sua aplicação em sistemas de comunicações móveis. Por último são apresentadas duas arquitecturas espacio-temporais, isto é, arquitecturas que conjugam técnicas espaciais com temporais.

3.1 Receptor Convencional – RAKE

3.1.1 Conceitos gerais

Um possível diagrama de blocos genérico do receptor RAKE, com K utilizadores e L componentes multipercurso está representado na Figura 3.1. Neste receptor cada

componente multipercurso é correlacionada separadamente com o código do utilizador correspondente, que é alinhado com o atraso de cada componente multipercurso. Depois do *de_spread* os sinais são multiplicados pela amplitude complexa do canal, $\bar{\alpha}$, que num sistema prático tem que ser estimada. De seguida as várias componentes multipercurso são combinadas, obtendo-se depois, as estimativas de cada um dos K utilizadores.

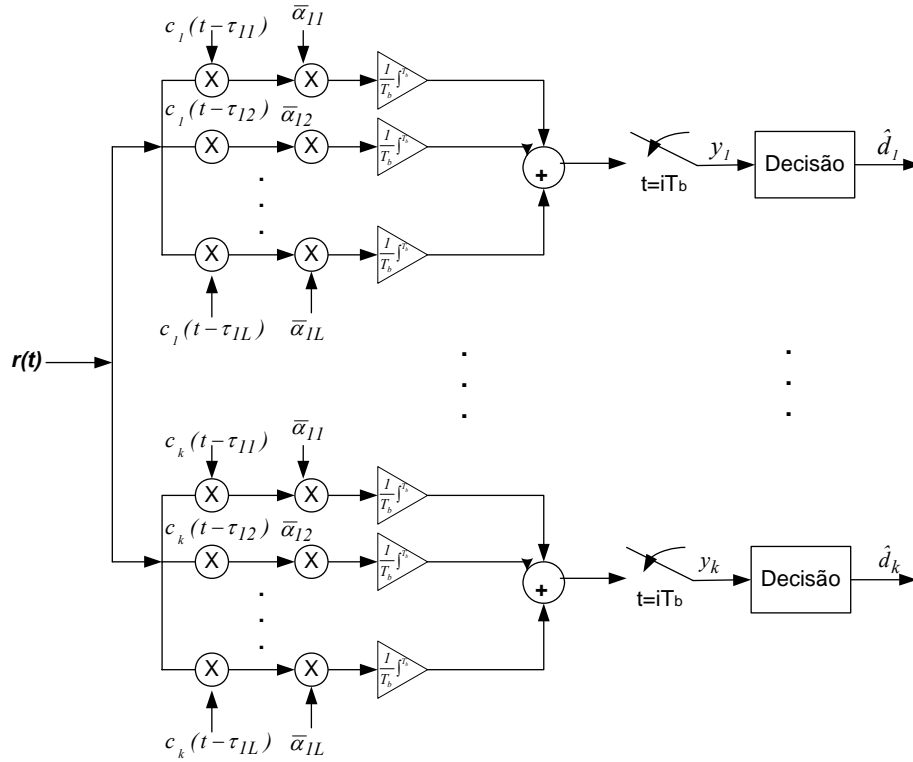


Figura 3.1: Diagrama de blocos genérico de um receptor convencional, com L componentes multipercurso.

De forma a simplificar a análise matemática deste receptor, considera-se um canal com uma única componente multipercurso (Figura 3.2), e que se usa modulação BPSK.

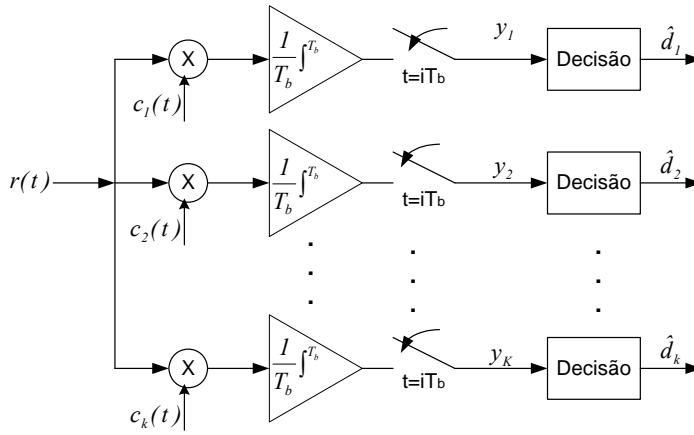


Figura 3.2: Diagrama de blocos de um receptor convencional, com apenas uma componente multipercurso.

Assumindo que existem K utilizadores síncronos, o sinal banda-base recebido é dado por [30],

$$r(t) = \sum_{k=1}^K A_k(t) c_k(t) d_k(t) + n(t) \quad (3.1)$$

onde A_k representa a amplitude dos vários utilizadores, c_k representa a forma de onda do código de espalhamento atribuído a cada utilizador e d_k corresponde aos dados modelados do utilizador K , $n(t)$ representa ruído branco Gaussiano (AWGN), com densidade espectral $N_0/2$ W/Hz. A potência do utilizador K é igual ao quadrado da amplitude, que é assumida ser constante durante a duração de bit.

A correlação cruzada entre os vários utilizadores é definida por,

$$\rho_{i,k} = \frac{1}{T_b} \int_0^{T_b} c_i(t) c_k(t) dt \quad (3.2)$$

Se $i=k$ a correlação cruzada entre os dois sinais é igual a 1. Se $i \neq k$, a correlação cruzada terá um valor entre 0 e 1.

A partir da Figura 3.2 verifica-se que,

$$y_k = \frac{1}{T_b} \int_{T_b}^{T_B} r(t) c_k(t) dt \quad (3.3)$$

$$y_k = A_k d_k + \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq k}}^K \rho_{i,k} A_i d_i + \frac{1}{T_b} n(t) c_k(t) dt \quad (3.4)$$

onde o segundo termo do lado direito da equação (3.4) representa a interferência de acesso múltiplo, isto é, a interferência causada pelos utilizadores ($K-1$) sobre o utilizador K . A equação (3.4) pode ser re-escrita da seguinte forma,

$$y_k = A_k d_k + MAI_k + Z_k \quad (3.5)$$

De forma a desenvolver a noção de detecção multi-utilizador é conveniente introduzir o modelo matriz-vectorial dum sistema síncrono, descrevendo-se a saída de um detector convencional. Assim, considerado um sistema com três utilizadores síncronos e pela expressão (3.4), a saída do filtro adaptado para cada utilizador é dada por,

$$\begin{cases} y_1 = A_1 d_1 + \rho_{2,1} A_2 d_2 + \rho_{3,1} A_3 d_3 + z_1 \\ y_2 = A_2 d_2 + \rho_{1,2} A_1 d_1 + \rho_{3,2} A_3 d_3 + z_2 \\ y_3 = A_3 d_3 + \rho_{1,3} A_1 d_1 + \rho_{2,3} A_2 d_2 + z_3 \end{cases} \quad (3.6)$$

Na forma matriz-vectorial vem dado por,

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ y_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \rho_{2,1} & \rho_{3,1} \\ \rho_{1,2} & 1 & \rho_{3,2} \\ \rho_{1,3} & \rho_{2,3} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_1 & 0 & 0 \\ 0 & A_2 & 0 \\ 0 & 0 & A_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \\ d_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

de uma forma genérica tem-se,

$$\mathbf{y} = \mathbf{RAd} + \mathbf{z} \quad (3.8)$$

Num sistema com K utilizadores activos, os vectores \mathbf{d} , \mathbf{y} e \mathbf{z} são vectores de dimensão $K \times 1$ que contêm a informação de dados, saída dos filtros adaptados dos K utilizadores e

ruído, respectivamente. A matriz **A** contém na sua diagonal as amplitudes dos sinais recebidos. A matriz **R** tem dimensão $K \times K$, cujos valores contêm as correlações (expressão (3.2)) entre todos os pares de seqüências de espalhamento. Adicionalmente, pode-se separar a matriz **R** em duas partes: a sua diagonal, contendo os valores de autocorrelação, e os restantes contendo os valores de correlação cruzada. Desta forma a saída do filtro adaptado pode ser expresso por,

$$\mathbf{y} = \mathbf{A}\mathbf{d} + \mathbf{Q}\mathbf{A}\mathbf{d} + \mathbf{z} \quad (3.9)$$

onde **Q** contém os elementos fora da diagonal principal (correlações cruzadas) de **R**, isto é, $\mathbf{R} = \mathbf{I} + \mathbf{Q}$, sendo **I** a matriz identidade. O primeiro termo **Ad**, representa os dados a detectar pesados pelas respectivas amplitudes, o segundo termo do lado direito de (3.9) representa a interferência de acesso múltiplo.

O problema da detecção com canal assíncrono é mais complicado. Num sistema síncrono, os bits de cada utilizador estão alinhados no tempo. Assim, a detecção pode ser focada no intervalo de um bit, independentemente dos outros, a detecção de N bits de K utilizadores é equivalente a um problema de N detecções, separadamente. Num canal assíncrono existe sobreposição de bits dos diferentes utilizadores. Desta forma, a decisão de um determinado bit necessita de ter em conta as decisões dos bits dos utilizadores que se sobrepõem em tempo, como se pode verificar pela Figura 3.3.

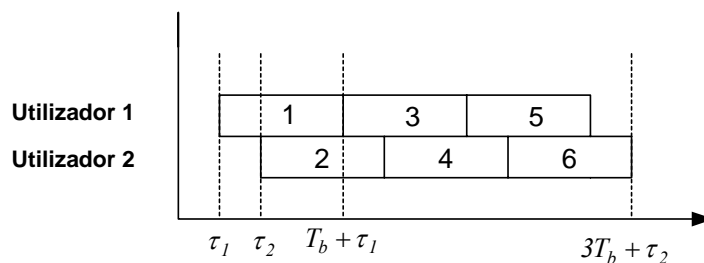


Figura 3.3: Diagrama temporal para um canal assíncrono com 2 utilizadores e 3 bits por utilizador.

O sinal recebido, para canais assíncronos, com uma única componente multipercurso, vem dado por [30],

$$r(t) = \sum_{k=1}^K A_k(t) c_k(t - \tau_k) d_k(t - \tau_k) + n(t) \quad (3.10)$$

onde τ_k representa o atraso do utilizador K . O modelo matriz-vectorial para um sistema assíncrono toma o mesmo formato que a expressão (3.8). No entanto, a expressão deverá levar em linha de conta a mensagem completa, em vez de apenas um bit. Logo, considerando que existem N bits por utilizador, o tamanho dos vectores é a ordem das matrizes será NK . Os vectores \mathbf{d} , \mathbf{z} e \mathbf{y} contêm os dados, ruído e saídas dos filtros adaptados dos K utilizadores para todos os N intervalos de bit, a matriz \mathbf{A} contém as respectivas amplitudes recebidas. A matriz \mathbf{R} contém agora as correlações parciais que existem entre todos os pares das NK sequências de espalhamento e é de dimensão $NK \times NK$. Nas próximas secções, sempre que necessário, será usada esta nomenclatura

3.1.2 Limitações do receptor convencional

O receptor RAKE é óptimo num sistema com um único utilizador e para um canal AWGN [31]. No entanto para sistemas multi-utilizador apresenta algumas limitações.

Pela equação (3.4) facilmente se verifica que se a correlação cruzada entre os vários utilizadores não for 0, existe interferência de acesso múltiplo. Assim, num sistema multi-utilizador síncrono o desempenho do RAKE depende da perda de ortogonalidade, causada pelo canal, entre os códigos dos vários utilizadores. À medida que o número de utilizadores do sistema aumenta maior será a interferência de acesso múltiplo, e portanto, maior será a degradação do RAKE. Além disso o RAKE degrada-se bastante numa situação de near-far, exigindo um controlo de potência bastante preciso. Pode verificar-se pela equação (3.4) que quanto maior for a potência dos sinais interferentes maior será a potência do termo MAI. Num cenário com diferentes factores de espalhamento, e por isso com diferentes potências, o receptor convencional degrada-se bastante para os utilizadores com menor potência. Assim, as principais limitações do receptor convencional são a interferência de acesso múltiplo, a necessidade do uso de um controlo de potência bastante preciso, o que não é fácil em canais multipercurso. Os resultados experimentais obtidos no capítulo 5 mostram precisamente estas limitações do receptor convencional.

3.2 Receptor Óptimo de Verdu

De forma a ultrapassar as limitações do receptor convencional, Verdu propôs o detector óptimo designado por *Maximum-Likelihood Sequence Detection* (MLSD).

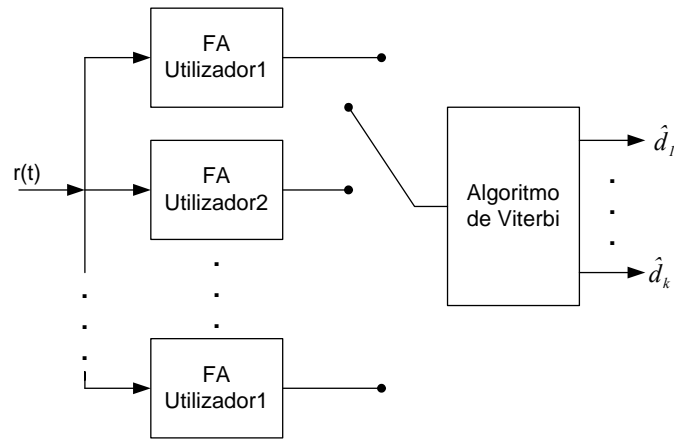


Figura 3.4: Detector óptimo para transmissão assíncrona.

O principal objectivo do algoritmo MLSD é encontrar a sequência de entrada, que maximiza a probabilidade condicional ou a verosimilhança de uma dada sequência de saída [32]. Para um sistema CDMA síncrono, discutido na secção (3.1), a função de máxima verosimilhança vem dada por [31],

$$\Omega(\mathbf{d}) = 2\mathbf{d}^T \mathbf{A} \mathbf{y} - \mathbf{d}^T \mathbf{H} \mathbf{b} \quad (3.11)$$

onde

$$\mathbf{y} = [y_1, \dots, y_k]^T \quad (3.12)$$

e \mathbf{H} dado por,

$$\mathbf{H} = \mathbf{A} \mathbf{R} \mathbf{A} \quad (3.13)$$

Assim, a sequência \mathbf{d} mais provável é a aquela que maximiza a expressão 3.11. No entanto a solução para este problema obriga a uma procura de 2^K combinações, o que torna este algoritmo extremamente complexo, e de difícil implementação em sistemas

práticos. Para sistemas CDMA assíncronos, o detector MLSE pode ser implementado usando o algoritmo de Viterbi [31] (Figura 3.4). No entanto para este tipo de sistemas o algoritmo de Viterbi tem 2^{K-1} estados e requer K armazenamentos por cada intervalo de transmissão. Embora o detector óptimo tenha um excelente desempenho, conforme referido é demasiado complexo para implementações práticas. Assim, a solução passa pelo desenvolvimento de detectores sub-óptimos, que apesar de não terem o mesmo desempenho que os óptimos, apresentam uma boa relação desempenho/complexidade numa grande gama de canais.

3.3 Técnicas de Detecção Multi-Utilizador Sub-óptimos

De forma a ultrapassar o fosso existente entre o receptor convencional e o detector óptimo, em termos do desempenho, vários algoritmos de detecção múltipla sub-óptimos têm sido propostos [30][33].

De uma forma genérica os detectores de detecção múltipla podem ser divididos em duas classes: detector óptimo, já estudado na secção anterior, e sub-óptimos. Os sub-óptimos podem ainda ser classificados de lineares e de cancelamento de interferência, ou na terminologia inglesa *Interference Cancellation* (IC). Alguns detectores sub-óptimos podem ser classificados em ambas as categorias. Existem outros detectores que não podem ser classificados em nenhuma destas categorias.

Dentro das técnicas de detecção múltipla lineares o correlador, também designado por detector de zeros forçados, o algoritmo *Minimum Mean-Squared Error* (MMSE) e branqueador de ruído - *noise whitening* são os mais conhecidos. Estes detectores aplicam uma transformação linear à saída do banco de filtros adaptados (FA) do detector convencional, por forma a reduzir a interferência de acesso múltipla vista por cada utilizador. As técnicas IC são umas das mais interessantes para implementações práticas, uma vez que aprestam bom compromisso desempenho/complexidade numa grande gama de canais. De uma forma genérica a ideia básica por detrás destas técnicas é estimar a interferência de acesso múltiplo e depois subtraí-la ao sinal recebido. Se for efectuada decisão à saída do primeiro banco de filtros adaptados, o algoritmo é designado por *hard* (HD). Se não for usada decisão para estimar a interferência o algoritmo é designado por *soft* (SD). Como é evidente os algoritmos HD são não lineares e os SD são lineares.

Existem várias formas de estimar a interferência de acesso múltiplo, dando origem a diferentes técnicas IC. As mais conhecidas são: cancelamento da interferência de uma forma sucessiva, na terminologia inglesa designada por *Successive interference Cancellation* (SIC), cancelamento da interferência de uma forma paralela – PIC. Estas técnicas de cancelamento permitem o uso de vários estágios de cancelamento por forma a reduzir a interferência de acesso múltiplo. A Figura 3.5 apresenta, de uma forma esquemática, as principais técnicas de detecção múltiplo. Convém referir que existem muitas mais técnicas de detecção multi-utilizador, algumas das quais combinam mais do que uma da Figura 3.5. Em [34] [57] é apresentado um algoritmo em que os primeiros bits são estimados com o descorrelador, aplicando-se em seguida o PIC. O objectivo deste algoritmo é tornar as estimativas iniciais mais fiáveis, sendo o preço a pagar o aumento da complexidade. Nas próximas subsecções serão apresentadas, de uma forma simples, algumas das principais técnicas de detecção múltiplo.

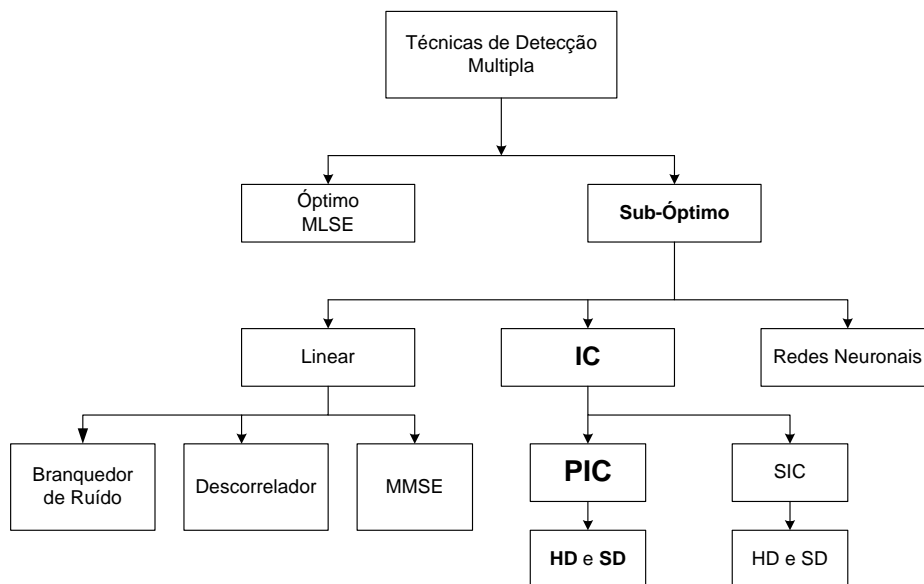


Figura 3.5: Técnicas de detecção múltipla.

3.3.1 Descorrelador

O descorrelador aplica o inverso da matriz de correlação à saída do banco de filtros adaptados [30-31], como se pode ver pela Figura 3.6.

A partir desta figura facilmente se pode verificar que as estimativas (*soft*) do descorrelador são dadas por,

$$\hat{\mathbf{b}} = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{y} = \mathbf{A} \mathbf{d} + \mathbf{R}^{-1} \mathbf{z} \quad (3.14)$$

que correspondem precisamente aos dados mais ruído.

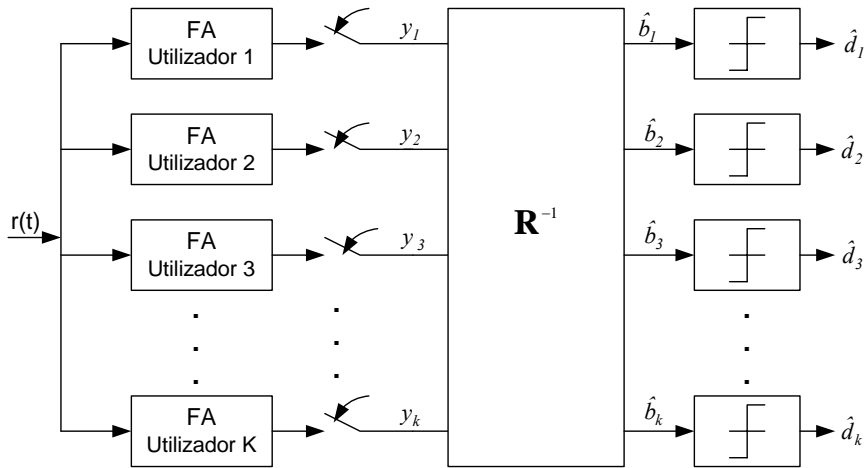


Figura 3.6: Diagrama de blocos do descorrelador para canais síncronos.

De (3.14) pode concluir-se que o descorrelador elimina por completo a interferência de acesso múltiplo. Se a componente $\mathbf{R}^{-1} \mathbf{z}$ for desprezada a estimativa dos dados vem dada por,

$$\hat{d}_k = \text{sgn}((\mathbf{A} \mathbf{d})_k) = d_k \quad (3.15)$$

Logo se os sinais dos diferentes utilizadores forem linearmente independentes o descorrelador produz estimativas perfeitas dos dados para cada utilizador, na ausência de ruído. O descorrelador é semelhante ao equalizador de zeros forçados, que é usado para eliminar a interferência entre símbolos.

Este detector apresenta melhorias significativas em relação ao receptor convencional, em termos de desempenho, na maior parte das situações. Tem ainda a vantagem de não ser necessário estimar as amplitudes recebidas, pois como se verá mais a frente neste capítulo os detectores que requerem a estimativa de amplitudes são, geralmente,

bastante sensíveis a erros nas estimativas. A complexidade computacional é inferior ao detector óptimo de Verdu [31], sendo a inversão da matriz o principal factor de complexidade. Este detector tem uma probabilidade de erro que é independente da energia dos sinais interferidores, o que simplifica a sua análise e faz com que o descorrelador seja resistente ao problema *near-far*. Tem como vantagem adicional de poder detectar um bit de cada vez, ou seja, para o bit i , apenas é necessário aplicar a linha i de \mathbf{R}^{-1} à saída do banco de filtros adaptados, o mesmo acontece quando se pretende apenas detectar um utilizador K , apenas é necessário conhecer coluna K da matriz \mathbf{R}^{-1} . A principal desvantagem deste detector é o facto de amplificar o ruído, tal como o equalizador de zero forçados. O termo de ruído $\mathbf{R}^{-1}\mathbf{z}$ (expressão 3.12) à saída do detector é normalmente maior ou igual à potência associada ao receptor convencional (expressão 3.8) para cada bit. Uma outra desvantagem deste detector é o facto de ser necessário uma grande complexidade computacional para inverter a matriz \mathbf{R} , o que torna difícil a implementação do descorrelador em sistemas práticos. Para sistemas assíncronos o problema é mais grave, uma vez que a ordem da matriz \mathbf{R} é NK .

Assim, os dois principais problemas do descorrelador são: amplificação do ruído e dificuldades de inversão da matriz \mathbf{R} em tempo real. Problemas esses que fazem do descorrelador pouco atractivo para aplicações em tempo real. Este assunto está amplamente analisado em várias referências [30-31] [33-34].

3.3.2 Detector de mínimos quadráticos (MMSE)

De uma forma genérica o detector MMSE toma em conta o ruído, aplicando uma modificação ao inverso da matriz de correlação. Neste caso em vez de se inverter directamente a matriz \mathbf{R} , como acontecia no descorrelador, inverte-se a matriz $(\mathbf{R} + (N_0/2)\mathbf{A}^{-1})$, [31] como pode ver-se pela Figura 3.7.

Este detector aplica um mapeamento linear que minimiza a expressão $E[|\mathbf{b} - \mathbf{L}\mathbf{y}|^2]$, isto é, minimiza o erro médio quadrático entre os dados actuais e a saída *soft* do detector,

Com \mathbf{L} dado por,

$$\mathbf{L}_{\text{MMSE}} = [\mathbf{R} + (N_0/2)\mathbf{A}^{-1}]^{-1} \quad (3.16)$$

Assim as estimativas *soft* do detector MMSE são simplesmente dadas por,

$$\hat{\mathbf{b}}_{MMSE} = \mathbf{L}_{MMSE} \mathbf{y} \quad (3.17)$$

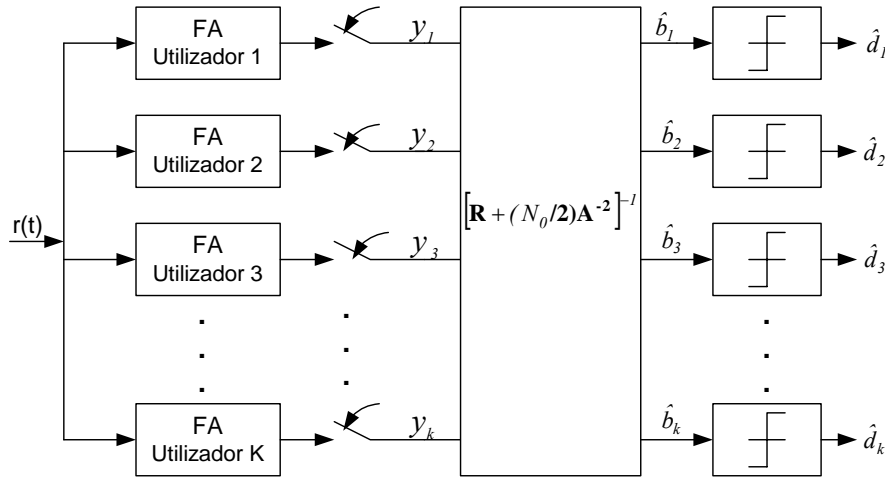


Figura 3.7: Diagrama de blocos do detector MMSE para canais síncronos.

Como pode ver-se pela expressão (3.16), este detector toma em conta o ruído, o que conduz a um melhor desempenho mas requer estimação das potências recebidas, contrariamente ao descorrelador, o que representa uma desvantagem em relação a este último. À medida que o ruído tende para zero, o seu desempenho tende para o descorrelador. No entanto, quando na presença de ruído mais intenso, apresenta um ganho significativo relativamente ao descorrelador, portanto, o principal objectivo do detector MMSE é por um lado eliminar a interferência de acesso múltiplo, por outro minimizar a amplificação do ruído. Apesar deste detector representar uma melhoria em relação a descorrelador, apresenta também algumas desvantagens. A principal é a perda de resistência ao problema *near-far*, uma vez que necessita da estimação das potências recebidas. Tal como o descorrelador o MMSE também apresenta como desvantagem o facto da necessidade de inversão de uma matriz. Este detector sub-ótimo encontra-se analisado em detalhe em [31][35-36].

3.3.3 Cancelador de interferência paralela

O PIC [37-45] é o detector estudado com maior detalhe, uma vez que toda análise experimental desta dissertação é feita com os resultados obtidos com este detector. Nesta secção efectua-se um estudo teórico do PIC, enquanto que no capítulo 4 é apresentado a implementação prática.

3.3.3.1 Conceitos básicos do PIC

De uma forma genérica o detector PIC estima e subtrai toda a interferências de acesso múltiplo, causada por todos utilizadores, em paralelo. De forma a facilitar a análise matemática do PIC, considera-se um sistema com modulação BPSK, com um canal síncrono e com apenas uma componente multipercurso para cada utilizador (expressão 3.1). Na Figura 3.8 está representado o diagrama de blocos de um PIC para o sistema descrito pela expressão 3.1. As estimativas iniciais, *soft*, para o utilizador K são representadas por $\hat{b}_k(0)$, as estimativas após o primeiro estágio de cancelamento para esse mesmo utilizador K são representadas por $\hat{b}_k(1)$, as estimativas *hard* correspondentes são dadas por $\hat{d}_k(1)$. Se para reconstruir a interferência de acesso múltiplo se usam estimativas *soft*, chama-se *soft decision* PIC (SD_PIC), se pelo contrário as estimativas usadas são *hard*, chama-se a este detector *hard decision* PIC (HD_PIC). Na Figura 3.8 está representado o SD_PIC uma vez que não é feita decisão à saída do primeiro banco de filtros. Os bits estimados são multiplicados pelas amplitudes estimadas sendo depois espalhados pelos códigos dos vários utilizadores, produzindo uma estimativa atrasada do sinal recebido para cada utilizador, $\hat{s}_k(t - T_b)$, sendo depois feita uma soma parcial das estimativas, isto é, para o utilizador 1 soma-se as estimativas dos utilizadores 2,...,K. Essa soma parcial é depois subtraída a uma versão atrasada do sinal recebido. Os sinais resultantes, de cada utilizador, entram num novo banco de filtros, mas agora sem grande parte da interferência de acesso múltiplo dando origem a estimativas *soft* mais perfeitas dos sinais dos vários utilizadores. Por fim a decisão é feita dando origem as estimativas *hard*, $\hat{d}_k(1)$.

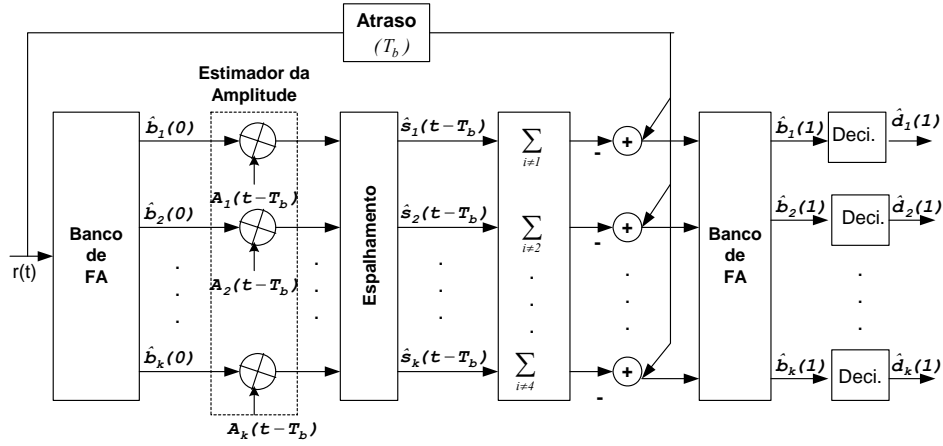


Figura 3.8: Diagrama de blocos genérico de um detector PIC (decisão *soft*).

Assumindo estimação perfeita das amplitudes e do atraso, o sinal recebido à entrada do segundo banco de filtros é dado por [37],

$$\hat{r}_k(t) = r(t) - \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq k}}^K \hat{s}_i(t - T_b) \quad (3.18)$$

Um dos principais problemas do PIC é a estimação dos bits iniciais, isto é, das estimativas à saída do primeiro banco de filtros. Um vez que o PIC usa essas estimativas para regenerar os sinais recebidos, facilmente se compreende que esses sinais serão bem regenerados se as estimativas $\hat{b}_k(0)$ forem boas. Quanto pior forem essas estimativas maior será a degradação do PIC. Assim, por forma a ultrapassar este problema o processo da Figura 3.8 pode ser repetido várias vezes. De forma a melhorar a estimação dos bits, pode-se usar vários estágios de cancelamento, dando origem ao que se chama PIC com múltiplos estágios, ou na terminologia inglesa *multistage* PIC [38-41]. A Figura 3.9 representa o diagrama de blocos, simplificado, de um PIC com dois estágios.

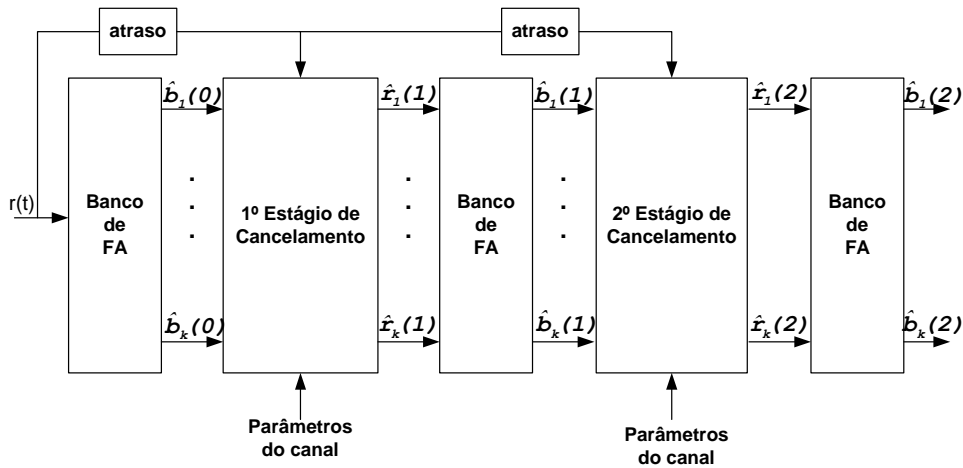


Figura 3.9: Diagrama de blocos, simplificado, do PIC com dois estágios.

As estimativas produzidas pelo primeiro banco de filtros entram no primeiro estágio de cancelamento produzindo um novo conjunto de estimativas, mais fiáveis, que por sua vez entram no segundo estágio de cancelamento e assim sucessivamente. Geralmente o número de estágios usados é da ordem dos três. Como é obvio a escolha de número de estágios terá que ser feita em função da relação desempenho/complexidade.

3.3.3.2 Cancelamento parcial e o efeito de *bias*

Conforme referido, um dos pontos mais críticos do PIC é a estimação dos bits iniciais. Uma possível solução é simplesmente aumentar o número de estágios, no entanto esta pode não ser a melhor opção, sobretudo para o SD_PIC. Isto porque a derivação da expressão das estimativas *soft* para o PIC [37][40], à saída do primeiro banco de filtros, mostrou a existência de *bias* que aumenta devido à interferência de acesso múltipla. Em [40] mostra-se que o *bias* em média aumenta linearmente com o número de utilizadores e inversamente proporcional ao factor de espalhamento. Mostra-se também que esse efeito é mais significativo na decisão dos bits do primeiro estágio de cancelamento. Em estágios subsequentes o efeito de *bias* na decisão é menor. No entanto, o forte efeito de *bias* no primeiro estágio leva a erros no cancelamento da interferência, erros esses que depois se propagam nos estágios seguintes, levando a uma degradação do PIC em vez de melhorar o seu desempenho. Para o HD_PIC o efeito *bias* é insignificante [39] uma vez que a interferência de acesso múltiplo estimada é feita a partir das decisões *hard* e

não *soft* como acontece no SD_PIC. Em [39] mostra-se o que *bias* varia de estágio para estágio de acordo com a seguinte expressão (válida para canais com uma componente multipercurso),

$$\left(-\frac{K}{3FE} \right)^s \quad (3.19)$$

Onde K representa o número de utilizadores, FE factor de espalhamento e s o número de estágios de cancelamento. Assim facilmente se verifica que o efeito *bias* é tanto maior quanto menor for o número de estágios. Este efeito é máximo no primeiro estágio.

Uma forma bastante simples de reduzir o efeito de *bias* é fazer um cancelamento parcial, isto é, em vez de se subtrair totalmente ao sinal recebido os sinais regenerados dos vários utilizadores, subtrai-se apenas parte desses sinais. Esta técnica [37-40] baseia-se em multiplicar os sinais regenerados por um factor menor que 1, antes de se efectuar a subtracção. Esse factor de cancelamento varia de estágio para estágio. Como o efeito de *bias* é mais intenso no primeiro estágio, usa-se um peso menor no estágio inicial. Geralmente usa-se um peso igual a 1 no último estágio, já que aí o efeito de *bias* é desprezável. Assim a expressão (3.19) pode ser rescrita da seguinte forma [37],

$$\hat{r}_k(t) = r(t) - w_k \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq k}}^K \hat{s}_i(t - T_b) \quad (3.20)$$

onde w_k é o peso associado a cada utilizador. Num cenário em que todos utilizadores tenham a mesma potência os pesos são iguais para cada utilizador.

3.3.3.3 Análise da complexidade do PIC

Tendo em vista uma possível implementação prática do PIC seria útil fazer uma análise, ainda que simples, da complexidade do PIC. A complexidade computacional por bit pode ser calculada em termos do número de utilizadores K , do factor de espalhamento FE , do número de amostras por *chip* N_s e do número de componentes multipercurso L .

O algoritmo PIC envolve operações de decisão, espalhamento dos sinais regenerados, somas parciais dos sinais regeneradas e subtracção dessas somas ao sinal recebido.

Assim o número de operações requeridas para o SD_PIC mais trivial (Figura 3.8) é dado por [37] $4(K^2-K).LFE.N_s+32(K^2-K).LFE$, portanto da ordem de $O(K^2)$. No entanto nesta estrutura de PIC existem algumas operações redundantes, sugerindo a possibilidade de redução de complexidade. Em [37] é apresentado um esquema de um PIC com um número de operações matemáticas bastante inferior ao esquema da Figura 3.8. Esse esquema está representado na Figura 3.10.

Este esquema de PIC apesar de ser menos intuitivo requer menos operações. Em [37] mostra-se que apenas requer $4.K.L.FE.N_s+32.K.L$, ou seja, da ordem de $O(K)$. No PIC da Figura 3.8 para cada utilizador é necessário adicionar a interferência regenerada dos restantes $(K-1)$ utilizadores, o que torna ineficiente o algoritmo.

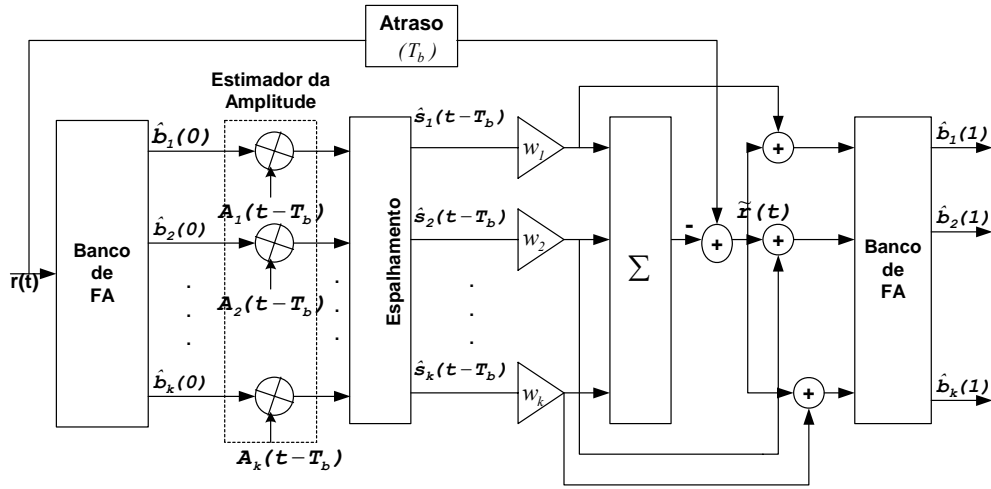


Figura 3.10: Diagrama de blocos de um PIC com cancelamento parcial.

Na aproximação da Figura 3.10 os sinais regenerados são adicionados apenas uma vez, dando origem ao sinal residual $\tilde{r}(t)$, que matematicamente é dado por,

$$\tilde{r}_k(t) = r(t) - w_k \sum_{i=1}^K \hat{s}_i(t - T_b) \quad (3.21)$$

Este sinal residual é depois somado aos K sinais, anteriormente estimados. Dando origem aos sinais de cada utilizador afectados pela interferência de acesso múltiplo. O grande interesse desta aproximação é que se passa de uma complexidade da ordem de

$O(K^2)$ para uma complexidade de $O(K)$, o que para uma implementação prática é extremamente importante. O desempenho desta última aproximação é exactamente a mesma da versão mais trivial.

A derivação matemática deste esquema de PIC a partir da versão mais trivial pode ser encontrada em [37].

3.3.4 Cancelador de interferência série

Como o próprio nome indica este detector cancela a interferência de acesso múltiplo de uma forma sucessiva. Contrariamente ao PIC, em que todos utilizadores são detectados, decididos e regenerados simultaneamente, o detector SIC detecta, regenera e subtrai um utilizador de cada vez ao sinal recebido, de forma que os restantes utilizadores possam “ver” menos interferência de acesso múltiplo [30]. A Figura 3.11 mostra o diagrama de blocos simplificado do detector SIC, onde é assumida decisão *hard*. O primeiro estágio de cancelamento, geralmente, é precedido por uma operação de ordenamento dos sinais recebidos por ordem decrescente das potências.

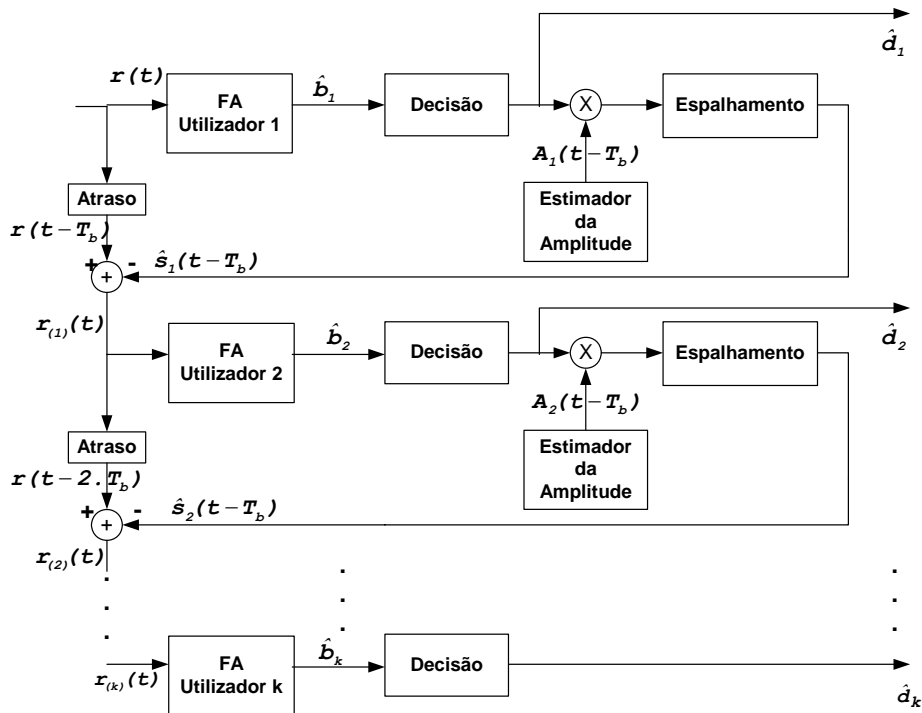


Figura 3.11: Diagrama de blocos simplificado do detector SIC.

O primeiro estágio do detector SIC pode ser implementado através dos seguintes passos [30]:

1. Detecção, com o detector convencional, do utilizador com maior potência \hat{b}_1 .
2. Decisão de \hat{b}_1 dando origem a \hat{d}_1 .
3. Estimar o sinal recebido $\hat{s}_1(t - T_b)$, usando para isso \hat{d}_1 .
4. Subtrair esse sinal estimado ao sinal recebido dando origem a $r_{(1)}(t)$. Assim, os restantes utilizadores já não “sentem” o efeito de $\hat{s}_1(t - T_b)$.

A razão pela qual se deve ordenar os sinais recebidos por ordem decrescente da potência recebida não é por acaso. Ao detectar e subtrair, em primeiro lugar, os utilizadores com maior potência, beneficia-se os restantes utilizadores com menor potência. O resultado deste algoritmo é que o utilizador com maior potência não beneficia de qualquer redução da interferência, no entanto os restantes utilizadores “vêm” uma redução considerável da MAI. Assim, o detector SIC pode combater de uma forma mais eficaz o efeito *near-far*.

No entanto este detector apresenta alguns problemas. Introduce um atraso de um tempo de bit por cada estágio de cancelamento. Assim, terá que ser feito um compromisso entre o número de utilizadores e atraso que pode ser tolerado pelo sistema [30]. Outro potencial problema ocorre se o utilizador inicial, com maior potência, for mal estimado. Neste caso, mesmo com estimação perfeita dos parâmetros do canal, os restantes utilizadores também serão mal estimados dando origem a uma degradação do desempenho do SIC. Logo, é absolutamente crucial que o utilizador inicial seja bem estimado.

Existem detectores que em vez de detectarem e subtraírem apenas um utilizador em cada estágio, detectam e subtraíam grupos de utilizadores. Estes detectores designam-se por *groupwise* SIC – GSIC [46]. Os grupos são constituídos por utilizadores com a mesma potência. Como se pode ver pela Figura 3.12 a metodologia é exactamente a mesma que a do detector SIC. São detectados um grupo de M utilizadores, todos com a mesma potência, sendo depois feita uma estimativa desses utilizadores. Essas M estimativas são somadas, operação que não é mostrada no esquema da Figura 3.12, e posteriormente subtraídas ao sinal recebido, por forma que o próximo grupo a ser detectado possa “ver” menos

interferência de acesso múltiplo. Esta configuração é extremamente interessante em sistemas com diferentes factores de espalhamento, em que os grupos podem ser constituídos por utilizadores com o mesmo factor de espalhamento, por conseguinte com a mesma potência para o mesmo desempenho. Além disso apresenta como vantagem a redução do atraso, já que agora o número de estágios de cancelamento é igual ao número de grupos. Com esta configuração apenas se remove a interferência entre grupos, a interferência dos M utilizadores dentro de cada grupo não é removida. Evidentemente que se pode aumentar consideravelmente o desempenho deste detector se se usar um PIC dentro de cada grupo, por forma a remover a interferência intra-grupo, este detector designa-se por GSIC-PIC. Em [47] é apresentado um detector que representa uma melhoria em relação ao GSIC, designado por *Extended* GSIC – EGSIC. Neste detector é removida a interferência de todos os grupos antes da detecção final. A partir do esquema da Figura 3.13 é possível compreender melhor o funcionamento deste detector.

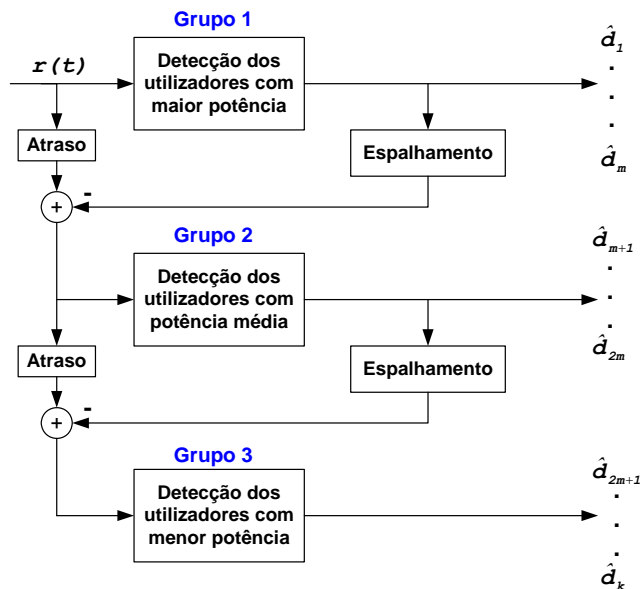


Figura 3.12: Diagrama de blocos do detector GSIC.

Primeiro é efectuado o GSIC, depois a interferência de acesso múltiplo estimada referente aos grupos com média e baixa potência é somada e subtraída ao sinal recebido e só depois é que é efectuada a decisão dos utilizadores do grupo com mais

potência. O mesmo procedimento é usado para detectar o grupo de média potência. Dentro de cada grupo pode ser usado um simples banco de filtros ou o PIC de forma reduzir a interferência intra-grupo. Enquanto que no GSIC o primeiro grupo a ser detectado não “vê” nenhuma redução da interferência, no EGSIC todos os grupos “vêm” uma redução da interferência antes de serem detectados. O preço a pagar por esta melhoria é o aumento da complexidade.

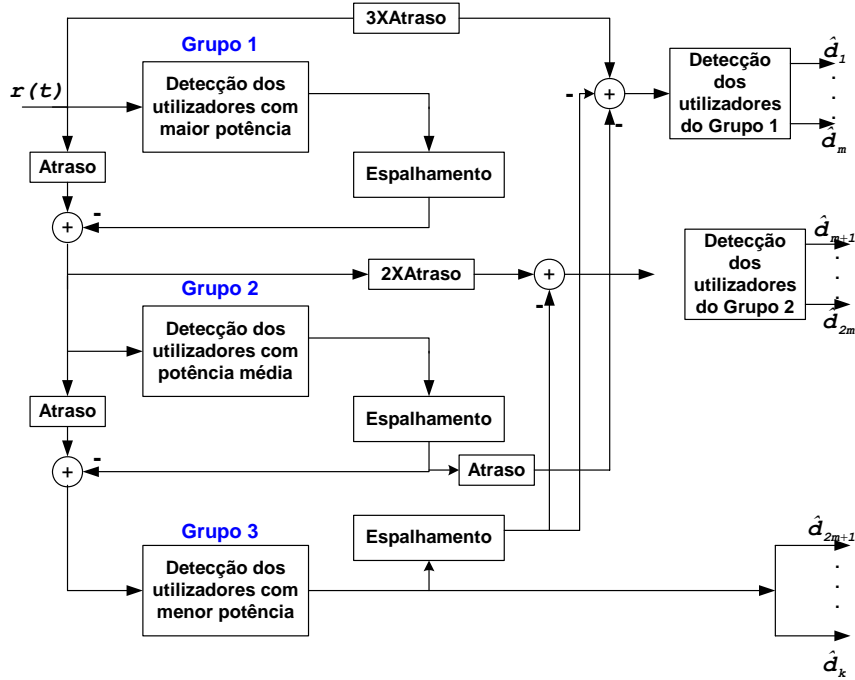


Figura 3.13: Esquema genérico do detector EGSIC.

3.3.5 Comparação do desempenho dos detectores multiutilizador

Nesta secção é discutida o desempenho do descorrelador, MMSE, PIC e SIC em canais AWGN e com desvanecimento de Rayleigh. Esta análise é baseada em resultados obtidos em [48-58]. Também é analisado o impacto das estimativas imperfeitas dos parâmetros do canal e do efeito *near-far* no desempenho dos vários detectores. A avaliação de alguns detectores, relativamente a alguns parâmetros, não é possível uma vez que é difícil encontrar resultados na literatura que permitem fazer essa avaliação.

- Desempenho em canais AWGN, de acordo com [48-50] o descorrelador, MMSE e o SD_PIC apresentam quase o mesmo desempenho em canais AWGN para uma relação de E_b/N_0 menor que 10 dB. O desempenho do detector MMSE é ligeiramente melhor que o descorrelador devido a amplificação do ruído deste último detector [50]. O desempenho do SD-SIC é consideravelmente pior que o descorrelador e o MMSE. O HD-PIC apresenta melhores resultados que o SD-PIC. Isto acontece porque os bits iniciais do HD_PIC são mais fiáveis devido a ausência do efeito de *bias*.
- Desempenho em canais com desvanecimentos de Rayleigh, em canais com desvanecimentos lentos o desempenho de todos os detectores é praticamente o mesmo [49]. Em canais com desvanecimentos rápidos o desempenho do SD_PIC e do SD_SIC é ligeiramente pior que o desempenho do descorrelador e do MMSE. Isto acontece porque em canais com componentes multipercurso a MAI aumenta, o que degrada a estimação dos parâmetros do canal. Para erros moderados na estimativas dos parâmetros do canal o desempenho do HD_PIC é melhor que o descorrelador em canais com desvanecimentos rápidos [51].
- Desempenho com estimativas imperfeitas dos parâmetros do canal, o desempenho de todos os detectores degrada-se à medida que os erros das estimativas dos parâmetros do canal aumentam. Essa degradação é quase igual em todos os detectores [50]. No entanto para canais com desvanecimento o descorrelador e o MMSE degradam-se mais rapidamente quando comparados com os outros detectores, para erros no atraso inferiores a $0.1T_c$. Para erros maiores no atraso todos os detectores apresentam o mesmo desempenho [49-50]. Em [45][55-58] é feito um estudo do desempenho do PIC para estimativas imperfeitas do atraso, onde se conclui que o PIC é resistente para erros no atraso não muito elevados.
- Desempenho na presença do efeito *near-far*, existem duas situações diferentes de *near-far* [49]. A primeira corresponde a sistemas com diferentes factores de espalhamento e por isso com diferentes potências, existindo um efeito de *near-far* constante. A segunda surge em sistemas de código múltiplo em que o controlo de potência imperfeito leva a variações na potência dos sinais recebidos. O SD_PIC degrada-se bastante numa situação de *near-far*. Isto porque a estimação do

utilizador com menor potência não é muito fiável no primeiro estágio de cancelamento, levando a uma degradação generalizada na detecção final dos utilizadores. O detector SIC apresenta bons resultados numa situação de near-far [53], o problema surge quando existem dois utilizadores sensivelmente com a mesma potência. Neste caso o segundo utilizador degrada bastante a estimação do primeiro utilizador [49]. O descorrelador não é sensível ao problema *near-far* se a estimação do atraso for perfeita [52]. Caso contrário perde essa resistência ao *near far*. O HD_PIC, GSIC e o EGSIC-PIC apresentam bons resultados em sistemas com factores de espalhamento variáveis. Em [54] é feita uma comparação entre o HD_PIC e o EGSIC, para o caso de uma antena e em cenários com vários factores de espalhamento (64, 32 e 16). Desse estudo chegou-se à conclusão que o HD_PIC com dois estágios apresenta uma melhor relação desempenho/complexidade que o EGSIC-PIC, em cenários com factores de espalhamento distintos.

Pelos resultados já obtidos na literatura, verifica-se que o HD_PIC apresenta bons resultados em termos de desempenho/complexidade numa grande gama de cenários. Assim, será interessante estudar em maior profundidade este algoritmo em sistemas práticos, como por exemplo para UMTS-TDD e efectuar a generalização para receptores com agregados de antenas.

3.4 Receptores Espacio - Temporais

O principal objectivo desta secção é introduzir o conceito, ainda que de forma muito simplificada, de detectores espacio-temporais. Antes disso convém definir alguns conceitos básicos relacionados com agregados de antenas e sua implicação na modulação de canal.

3.4.1 Conceitos básicos

De uma forma genérica as antenas “inteligentes” são constituídas por uma agregado de antenas, em que os seus elementos estão distribuídos de uma determinada forma. O mais comum é os elementos estarem igualmente espaçados, de uma forma linear ou circular [59]. A Figura 3.14 representa um agregado linear uniforme com M elementos. A

cada elemento do agregado está associado um peso, w_m . O mais interessante neste tipo de agregados é que é possível direccionar o máximo do agregado para a direcção pretendida, simplesmente ajustando os pesos de cada elemento.

Os vários elementos do agregado, depois de pesados, são combinados com um determinado critério. O algoritmo utilizado na combinação dos elementos pode ser mais ou menos complexo.

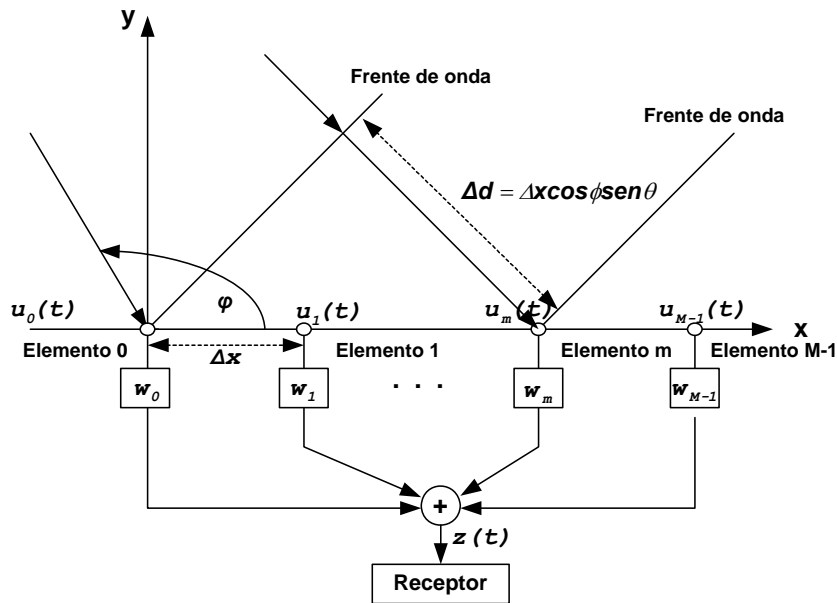


Figura 3.14: Agregado de antenas uniforme e linearmente espaçado.

O sinal $z(t)$ à saída do agregado vem dado por,

$$z(t) = \sum_{m=0}^{M-1} w_m u_m(t) \quad (3.22)$$

com $u_m(t)$ dado por,

$$u_m(t) = A s(t) e^{-j\beta_m \Delta x \cos \phi \sin \theta} \quad (3.23)$$

em que A representa uma constante de ganho, $s(t)$ a envolvente complexa do sinal passa banda e β o factor de propagação de fase. O sinal $z(t)$ pode ser re-escrito da seguinte forma,

$$z(t) = As(t) \sum_{m=0}^{M-1} w_m e^{-j\beta_m \Delta x \cos \phi \sin \theta} \quad (3.24)$$

ou ainda por,

$$z(t) = As(t) f(\theta, \phi) \quad (3.25)$$

em que $f(\theta, \phi)$ é designado por factor de agregado, que determina a quantidade de sinal recebido disponível à saída do agregado. A expressão do factor de agregado, para agregados lineares e circulares pode ser encontrada em [60]. Ao par (θ, ϕ) designa-se por direcção de chegada, ou na terminologias inglesa *Direction-of-arrival* (DOA). O número de elementos de um agregado determina o número de graus de liberdade. Num agregado em que os elementos estão uniformemente espaçados (linearmente ou circularmente), se o espaçamento entre elementos exceder $\lambda/2$ começam a surgir máximos secundários [58], que podem amplificar o ruído e a interferência de acesso múltiplo [59]. Logo neste tipo de agregados o espaçamento entre elementos deve ser menor ou igual a $\lambda/2$.

Quando se usam agregados de antenas, o modelo de canal terá obrigatoriamente que incluir a componente espacial e não apenas a temporal. Neste tipo de canais cada componente é considerada como uma onda plana, que chega ao receptor com uma determinada direcção e um determinado atraso. Para um determinado utilizador o canal pode ser modelado usando o chamado *Vector Channel Impulse Response* (VCIR) dado por [59],

$$\bar{h}(\tau, t) = \sum_{i=0}^{L-1} \bar{a}(\theta_i, \phi_i) \alpha_i(t) \delta(\tau - \tau_i) \quad (3.26)$$

com

$$\mathbf{f}(\theta, \phi) = \mathbf{w}^H \mathbf{a}(\theta, \phi) \quad (3.27)$$

onde α_i , τ_i e (θ_i, ϕ_i) são a envolvente complexa da amplitude, o atraso e a DOA da componente multipercurso i . A envolvente complexa da amplitude vem dada por,

$$\alpha_i = \rho_i e^{j(2\pi f_i t + \omega_i)} \quad (3.28)$$

onde ρ_i , f_i representam o ganho do canal e o efeito de Doppler devido ao movimento (do utilizador ou do ambiente) da componente i . Em geral, todas as variáveis do VCIR podem variar com o tempo, com a posição e a velocidade do utilizador.

Em [60] é feita um tratamento bastante aprofundado sobre vários tipos de agregados e em [59] e [61-62] é feita uma abordagem em como esses agregados podem ser integrados no receptor por forma a serem aplicados às comunicações móveis.

3.4.2 Arquitecturas espacio-temporais

Se as várias componentes multipercurso estão suficientemente separadas em termos de DOA, mas chegam ao receptor com o mesmo atraso, então um receptor com um agregado de antenas é suficiente para remover a interferência de acesso múltiplo. No entanto, se as componentes multipercurso chegam ao receptor com ângulos muito próximos o receptor espacial apenas remove uma fracção muito reduzida da MAI. Nestas circunstâncias o ideal seria o uso de técnicas de filtragem temporal e não espacial. Esta observação, sugere o uso de técnicas conjugadas de filtragem espacial e temporal no receptor. Demonstra-se em vários artigos [62-69] que a combinação de técnicas espaciais com técnicas temporais, melhora significativamente o desempenho do receptor ou a capacidade do sistema em comparação com a implementação de uma só técnica.

Existem várias arquitecturas possíveis, para o receptor, por forma a integrar técnicas de filtragem espacial e temporal. De uma forma genérica um receptor espacio-temporal é constituído por três principais unidades de processamento [67]:

- Agregado de antenas (A), onde os sinais recebidos por cada elemento são combinados.

- Combinação multipercurso (M), onde as várias componentes multipercurso são combinadas.
- Cancelamento de interferência (C), onde a interferência de acesso múltiplo é removida. Nesta unidade pode ser usado um dos algoritmos estudados neste capítulo (descorrelador, MMSE, PIC e SIC).

A posição relativa destas três unidades de processamento define a arquitectura espacio-temporal. As arquitecturas AMC, MAC e CAM foram estudadas em [70] para o descorrelador e em [71] para o detector MMSE. Os resultados sugerem que a arquitectura AMC apresenta melhor desempenho no caso dos parâmetros do canal serem bem estimados, mas o desempenho degrada-se para estimativas imperfeitas dos parâmetros do canal. A arquitectura CAM parece ser menos sensível a estimativas imperfeitas do canal. Evidentemente, que as conclusões podem ser outras para outros detectores. As arquitecturas AMC e CAM estão representadas nas Figura 3.15 e Figura 3.16, respectivamente. Em que M representa o número de elementos de agregado, K o número de utilizadores e L o número de componentes multipercurso. Seguindo esta linha de pensamento, no capítulo 4, é apresentado a implementação de um receptor com arquitectura AMC. Em que na unidade de cancelamento de interferência se usa um PIC, dando origem ao que se chama *Multisensor PIC*.

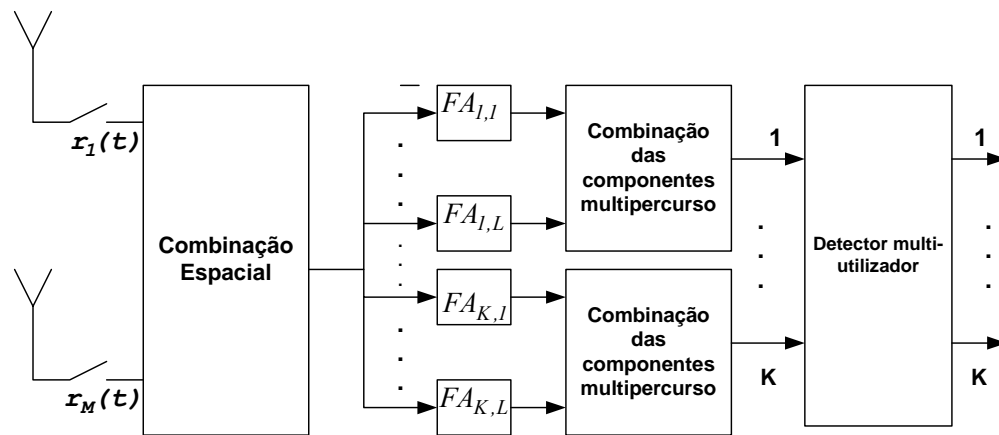


Figura 3.15: Arquitectura AMC.

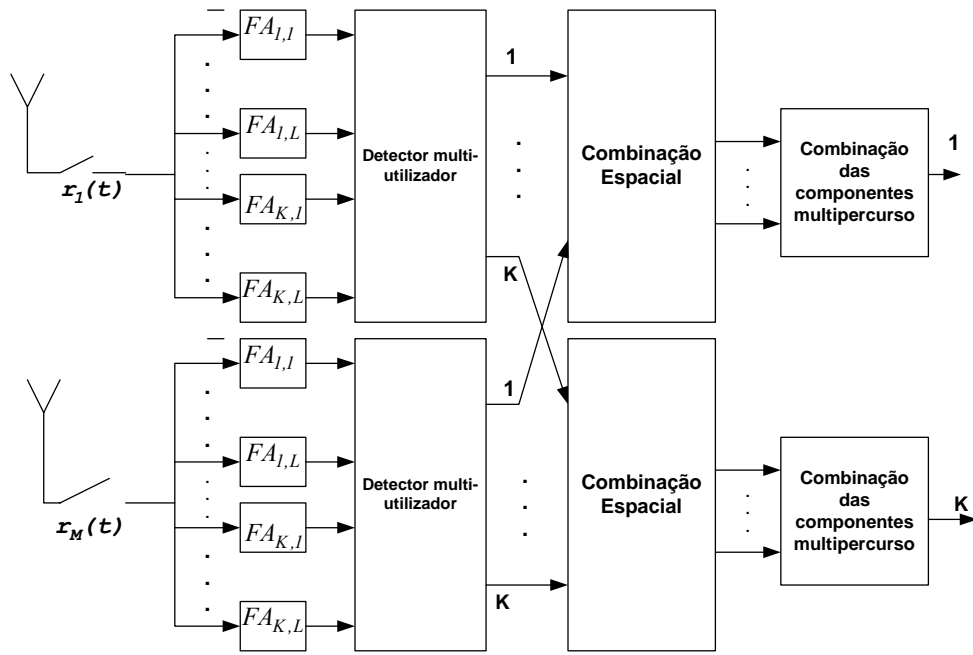


Figura 3.16: Arquitectura CAM.

4 Plataforma de Simulação de Estruturas PIC com M Antenas

O principal objectivo deste capítulo é apresentar os diferentes esquemas de *multisensor* PIC [72-73] implementados. Antes disso, é apresentado o modelo do sistema e do canal a simular, sendo depois apresentada, de uma forma simples, a plataforma de simulação construída e na qual o *multisensor* PIC foi integrado. De seguida é feita uma análise, pormenorizada, do receptor implementado. Finalmente é feita uma comparação, em termos de complexidade, entre o receptor convencional e o PIC.

4.1 Modelo do Sistema

O modelo do sistema que se pretende simular está representado na Figura 4.1. De uma forma genérica representa um sistema celular multi-utilizador, isto é, um conjunto de K terminais móveis que pretendem aceder a uma estação base. A estrutura e o formato dos sinais obedecem às especificações definidas pelo 3GPP para o UMTS-TDD (capítulo 2).

Cada terminal móvel é representado por um transmissor convencional, com uma antena, seguindo as especificações definidas pelo 3GPP, enquanto que o receptor é constituído por um PIC com M antenas, que geralmente se designa por *multisensor* PIC.

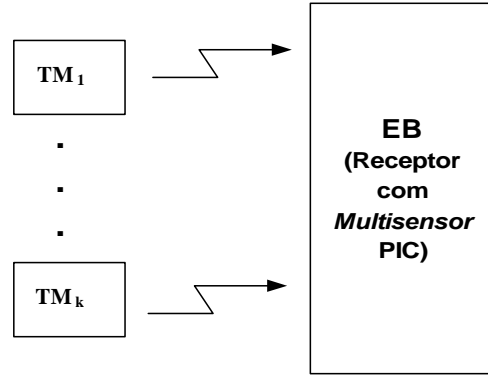


Figura 4.1: Modelo do Sistema.

Para um sistema CDMA de banda larga, num ambiente com L componentes multipercurso, M antenas e K utilizadores activos, o sinal CDMA recebido na antena m é a convolução do sinal transmitido com a resposta impulsional do canal mais ruído Gaussiano. Assim, a envolvente complexa do sinal recebido na antena m é dada por [72],

$$r_m(t) = \sum_n \sum_{k=1}^K d_k^{(n)} \sqrt{P_{k,m}} \sum_{l=1}^L c_{k,l,m}^{(n)} g_k(t - nT - \tau_{k,m} - \tau_{k,l,m}) + n_m(t) \quad (4.1)$$

onde $d_k^{(n)}$ representa os símbolos transmitidos no intervalo de símbolo n , $P_{k,m}$ é a potência por símbolo do utilizador k na antena m , $c_{k,l,m}^{(n)}$ representa o ganho complexo do canal que inclui o impacto dos desvanecimentos de Rayleigh e o desvio de fase relacionado com a direcção de chegada (DOA), $\tau_{k,m}$ representa o atraso do sinal do utilizador recebido k na antena m , $\tau_{k,l,m}$ representa o atraso da componente multipercurso correspondente ao utilizador k e à antena m , $g_k(t)$ representa a forma de onda do sinal k e $n_m(t)$ representa o ruído branco Gaussiano (AWGN), de média nula, na antena m .

Na ausência de ruído o sinal recebido na antena m vem dado por,

$$s_m(t) = \sum_n \sum_{k=1}^K d_k^{(n)} \sqrt{P_{k,m}} \sum_{l=1}^L c_{k,l,m}^{(n)} g_k(t - nT - \tau_{k,m} - \tau_{k,l,m}) \quad (4.2)$$

O sinal recebido para um utilizador específico k na antena m pode ser escrito como,

$$s_{k,m}(t) = \sum_n d_k^{(n)} \sqrt{P_{k,m}} \sum_{l=1}^L c_{k,l,m}^{(n)} g_k(t - nT - \tau_{k,m} - \tau_{k,l,m}) \quad (4.3)$$

e o sinal recebido correspondente a uma componente multipercurso específica, referente ao utilizador k na antena m é dado por,

$$s_{k,l,m}(t) = \sum_n d_k^{(n)} \sqrt{P_{k,m}} c_{k,l,m}^{(n)} (t - nT - \tau_{k,m} - \tau_{k,l,m}) \quad (4.4)$$

A decomposição do sinal recebido nestes sinais específicos será útil na explicação do algoritmo PIC implementado.

4.2 Modelo do Canal

Nesta secção apresenta-se, de uma forma simplificada, o modelo do canal utilizado nas simulações. O modelo usado foi o *Geometrical Based Single Bounce Elliptical Model* (GBSBEM), para micro-células, proposto por Liberti [59]. Num ambiente micro-celular, a estação base está, geralmente, à mesma altura dos objectos em seu redor. Neste caso o espalhamento das DOAs dos sinais recebidos na estação base é maior que num ambiente macro-celular, uma vez que no primeiro caso também ocorrem reflexões muito próximas da EB. Neste ambiente, de uma forma geral a distância (d) entre a estação base e o móvel é muito maior que altura da EB, o que faz com que o plano definido pela EB e o móvel seja aproximadamente paralelo ao solo.

O modelo GBSBEM assume que:

- Todos os reflectores estão no plano definido pelo emissor e receptor. Este plano é aproximadamente paralelo ao solo, de forma que todas as componentes multipercurso chegam à EB na horizontal.
- Existe linha de vista entre o emissor e o receptor.
- Apenas são consideradas reflexões de primeira ordem. Reflexões em superfícies rugosas e difracção não são consideradas.
- Os reflectores estão uniformemente distribuídos dentro da elipse.

Neste modelo, a propagação do canal é caracterizada por L componentes multipercurso, uma em linha de vista e $(L-1)$ chegando, à estação base, de reflectores remotos. Como pode ver-se pela Figura 4.2 a EB e o TM estão nos focos da elipse.

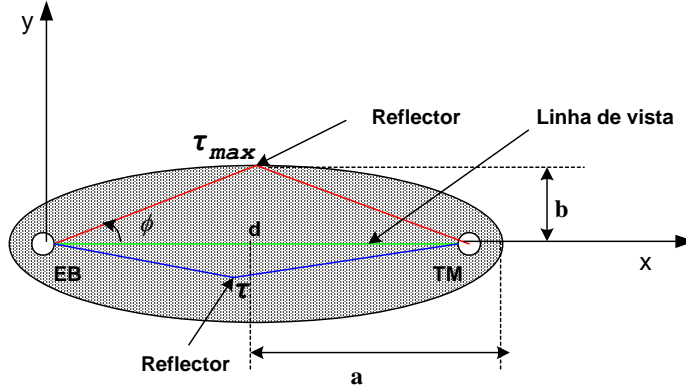


Figura 4.2: Geometria do modelo GSBEM para micro- células.

Neste modelo, a potência, o atraso e a DOA de cada componente multipercurso depende da posição dos vários reflectores, dentro da elipse, sendo gerados aleatoriamente. Inicialmente são gerados um conjunto de L reflectores, distribuídos uniformemente em x e y e dentro de uma elipse (Figura 4.2). Depois, a DOA, o atraso e a fase podem ser calculados a partir das coordenadas definidas pelo emissor, receptor e pela posição do reflector. Alternativamente, também é possível gerar a DOA e o atraso directamente a partir da definição de algumas funções densidade de probabilidade, sendo apresentado a metodologia em [59]. A potência da componente multipercurso i é calculada através da seguinte expressão,

$$P_i = P_{ref} - 10n \log \left(\frac{c\tau_i}{d_{ref}} \right) - L_r + G_r(\theta_i) + G_t(\phi_i) \quad (4.5)$$

onde P_{ref} é a potência de referência medida à distancia d_{ref} do emissor quando se usam antenas omni-direccionais no emissor e no receptor, L_r representa as perdas de reflexão em dB, $G_t(\phi_i)$ o ganho da antena do emissor, $G_r(\theta_i)$ o ganho da antena receptora, f a frequência da portadora (Hz), n o factor de perdas em que espaço livre toma o valor de 2 e τ_i o atraso da componente i .

Uma característica importante deste modelo, é que apenas as componentes multipercurso que chegam ao receptor com um atraso menor ou igual a τ_{\max} designado por atraso máximo de espalhamento, são consideradas. O valor do atraso máximo de espalhamento deve ser escolhido de forma a que a elipse contenha a maior parte da energia do sinal. No modelo GBSBEM as componentes multipercurso com menor atraso são mais prováveis de chegarem ao receptor com um ângulo de chegada próximo da componente em linha de vista, enquanto que componentes com atrasos maiores são caracterizadas por ângulos de chegada com distribuição uniforme. Os parâmetros a e b da Figura 4.2 correspondem ao eixo maior e menor da elipse, respectivamente, podendo ser escritos da seguinte forma,

$$a = c \frac{\tau_{\max}}{2} \quad (4.5)$$

e

$$b = \sqrt{c^2 \tau_{\max}^2 - d^2} \quad (4.6)$$

onde c é a velocidade da luz. O perfil de potência em função do atraso e ângulo vem dado por,

$$f_{\tau,\varphi}(\tau,\varphi) = \begin{cases} \frac{(d^2 - \tau^2 c^2)(d^2 c - 2\tau d^2 \cos\varphi + \tau^2 c^3)}{4\pi b(d\cos\varphi - \tau c)^3} & \frac{d}{c} < \tau < \tau_{\max} \\ 0 & \text{outro} \end{cases} \quad (4.7)$$

Para um estudo mais detalhado deste modelo ver a referência [59].

4.3 Descrição da Plataforma Implementada

De forma a testar os vários algoritmos, neste caso os de detecção múltipla, foi construída uma plataforma de simulação ao nível do *link*. Essa plataforma é constituída por três unidades principais: o emissor (representa os terminais móveis), o canal e o receptor. A plataforma da Figura 4.3 foi implementada usando o *Communication Simulation and System Analysis Program* (COSSAP).

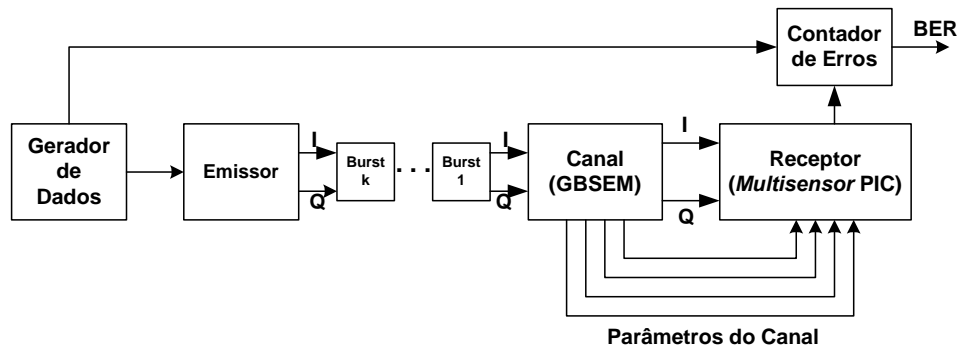


Figura 4.3: Diagrama de blocos da Plataforma de simulação.

A principal função do emissor é construir um *burst* a partir dos bits que chegam do gerador de dados. Esta construção depende do tipo de serviço que se pretende transmitir, isto é, depende dos códigos de *channelisation* e *scrambling*, do número básico do *midamble* e evidentemente do factor de espalhamento. Como se pode ver pela Figura 4.4 os *bits* são convertidos em símbolos sendo depois feita uma modulação QPSK. Os dados são depois multiplicados pelos códigos de *channelisation* e *scrambling*. Após estas operações são introduzidos os *midambles* e o período de guarda, obtendo-se um *burst*. Por fim os *chips* dos vários *bursts* são formatados com um filtro com característica RRC – factor de decaimento igual a 0.22, e transmitidos. O número de *chips* transmitidos por *burst* é igual a $2560 \cdot N$, em que N representa o número de amostras por *chip*. Todos os blocos do emissor foram construídos por forma a obedecerem às especificações do 3GPP (capítulo 2).

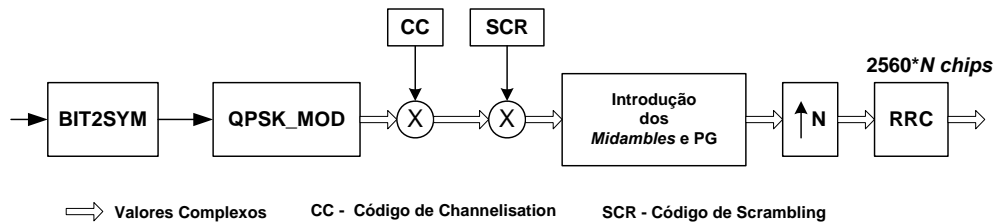


Figura 4.4: Diagrama de blocos do emissor.

A estrutura de blocos deste emissor implementado em COSSAP está representado na Figura 4.5. Como pode ver-se o FE, o número do código de *channelisation* (Q_k) e número do código de *scrambling* (SCR_no) são parâmetros de entrada. Estes últimos dois entram

nos blocos SPR e SCR-GEN, respectivamente. A principal função destes blocos é ler, a partir de um ficheiro, o código de *channelisation*, correspondente ao número Q_k e o código de *scrambling* correspondente ao número SCR_no. No bloco SPR, também, é efectuada a multiplicação do código de *channelisation* pelos dados de informação.

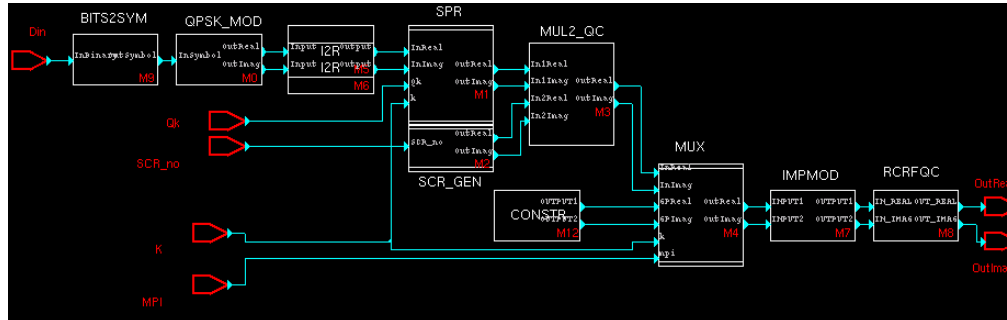


Figura 4.5: Diagrama de blocos do emissor, implementado no COSSAP.

Uma outra unidade importante desta plataforma é o canal. O modelo usado foi o GBSBEM para micro células, proposto por Liberti, descrito na secção 4.2. O COSSAP disponibiliza o modelo deste canal, no entanto foram acrescentadas algumas novas funcionalidade: efeito de Doppler, desvanecimento de Rayleigh e o processamento do agregado de antenas. O canal implementado fornece várias componentes multipercurso, configuráveis. Assim cada *burst* que entra no canal dá origem a várias réplicas espalhadas no tempo, colocando na saída os atrasos, as fases, as amplitudes e os ângulos de chegada correspondentes a cada componente multipercurso. As características do canal mantêm-se constantes durante toda a duração de *burst*, isto é, durante a duração de um *time slot*. Por cada *burst* processado o canal dá origem a M *bursts*, um por cada uma das antenas. A Figura 4.6 representa o diagrama de blocos da unidade do canal.

O número de réplicas depende do número de componentes multipercurso que se pretende simular, esse número é um parâmetro do canal que pode ser configurado. Os sinais referentes a cada utilizador são somados, em cada antena, antes de entrarem no receptor, esta operação não está representada na Figura 4.3

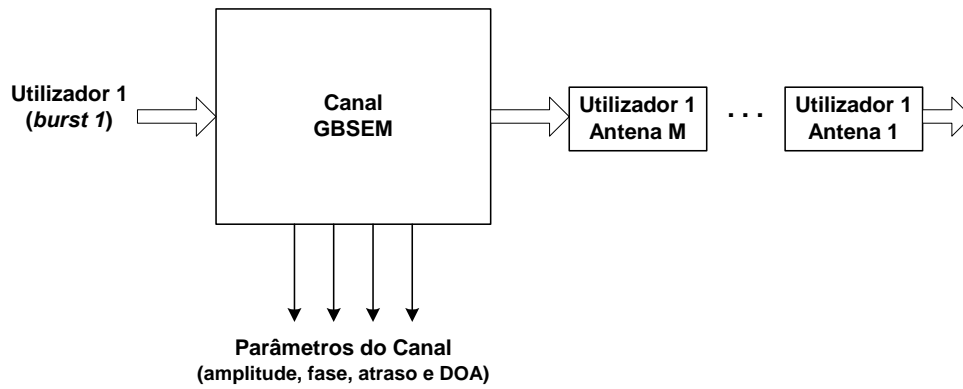


Figura 4.6: Diagrama de blocos do canal, processamento para o utilizador 1.

Os principais parâmetros do canal, que podem ser configurados, estão representados na Tabela 4.1.

Tabela 4.1: Principais parâmetros de configuração do canal.

Parâmetros Configuráveis
Velocidade (Km/h)
τ_{max}
Factor de perdas
Distância em linha de vista (d)
Nº de antenas (M)
Ângulo de elevação
Nº de componentes multipercurso (L)

Existe uma tabela associada ao bloco do canal, onde estes e outros parâmetros podem ser configuráveis, tal como mostrado na Figura 4.7.

Parameter	Type	Expression
AWGN_Seed	<I>	5000
K	<I>	8
Qk	<I>	16
SignalPower_In_dB	<R>	1.
Eb_No_db	<R>	4.
PathLossExp	<R>	3.7
RayleighSeed	<I>	2345
ChannelSeed	<I>	3456
Carrier_freq_Hz	<R>	1912.5e6
Velocity_m_s	<R>	50.
Performs_PowerContr	<I>	1
NumberOfAntennaElem	<I>	4
AoA_Elevation	<R>	real(90.*(3.141592653589793
CarrierFrequency	<R>	1912.5e6
AntennaSpacing	<R>	.45
ChipPeriod_in_sec	<R>	real(1./3.84e6)
MaxDelay_in_sec	<R>	2.e-6
NumberOfTaps	<I>	2
NSC	<I>	4

Figura 4.7: Tabela de configuração, associada ao bloco do canal.

Esta plataforma foi construída de forma a que a transmissão fosse em série, isto é, transmite-se um *burst*, correspondente ao utilizador 1, de seguida um *burst* do utilizador 2 e assim sucessivamente. A vantagem desta configuração é o facto de não ser necessário a replicação de blocos quando se passa de um cenário com um único utilizador para um cenário multi-utilizador. Todos os algoritmos PIC foram implementados sobre esta plataforma, previamente construída.

A Tabela 4.2 apresenta as funcionalidades do sistema UMTS-TDD. No entanto convém referir que o emissor e o receptor da Figura 4.1, apenas executam, algumas das funcionalidades da Tabela 4.2. Nesta dissertação, funcionalidades como, *Cyclic Redundancy Check* (CRC), segmentação, codificação, *interleaving*, segmentação da trama e *Rate Matching* (RM) não foram integradas na plataforma de simulação, uma vez que se pretende avaliar o desempenho de algoritmos de detecção multi-utilizador relativamente ao receptor RAKE, ao nível dos dados em “bruto”. Isto porque as funcionalidades de codificações, *interleaving*, etc, são idênticas num sistema com um receptor RAKE ou MUD. Logo as conclusões relativamente á diferença de desempenho de ambos serão praticamente as mesmas quer se use ou não essas funcionalidades.

Tabela 4.2: Funcionalidades do UMTS-TDD.

Funcionalidades do UMTS-TDD
CRC
Segmentação
Codificação
<i>Interleaving</i>
Segmentação da Trama
<i>Rate Matching</i>
Modulação
<i>Midamble</i>
<i>Channelisation</i>
<i>Scrambling</i>
RRC

O trabalho desta dissertação consistiu na implementação e avaliação do desempenho do receptor da plataforma da Figura 4.3, isto é, na implementação de um algoritmo MUD, baseado no princípio PIC, conjuntamente com um agregado circular uniforme com M antenas. A secção seguinte será dedicada à implementação do receptor.

4.4 Descrição das Estruturas PIC

Nesta secção é apresentado em pormenor o *multisensor* PIC implementado. O algoritmo implementado é uma extensão, para um canal vectorial do algoritmo proposto em [37]. De uma forma genérica o diagrama de blocos do receptor implementado está representado na Figura 4.8, e é constituído por: um agregado circular uniforme de M elementos, cujas saídas são combinadas de acordo com o critério MRC, e o *multisensor* PIC.

O sinal (v_k) após a combinação temporal, das componentes multipercurso de cada utilizador, e espacial dos sinais das M antenas para cada utilizador, vem dado por [72],

$$v_k(t) = \sum_{m=1}^M \sum_{l=1}^L c_{k,l,m}^* r_m(t + \tau_{k,m} + \tau_{k,l,m}) \quad (4.5)$$

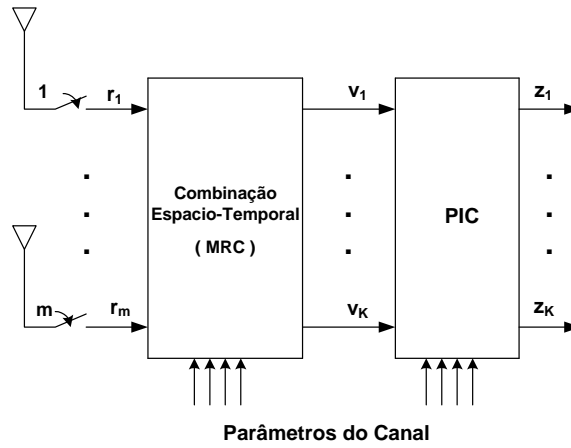


Figura 4.8: Estrutura do receptor implementado.

A Figura 4.9 mostra, de forma pormenorizada, o processamento efectuado na combinação espacio-temporal para o utilizador k . Assim, o sinal $r(t)$ passa pelo RRC, sendo depois sincronizado, em cada antena, com o atraso das L componentes multipercurso. Após esse alinhamento, os sinais são multiplicados pelo complexo conjugado do ganho do canal $\bar{\alpha}$ e pelo ângulo de chegada das L componentes, em cada antena. Depois essas L componentes são somadas dando origem ao sinal do utilizador k recebido em cada elemento. Após esta operação, os sinais do utilizador k recebidos em cada antena são somados, dando origem ao sinal do utilizador k , afectado pela interferência de acesso múltiplo.

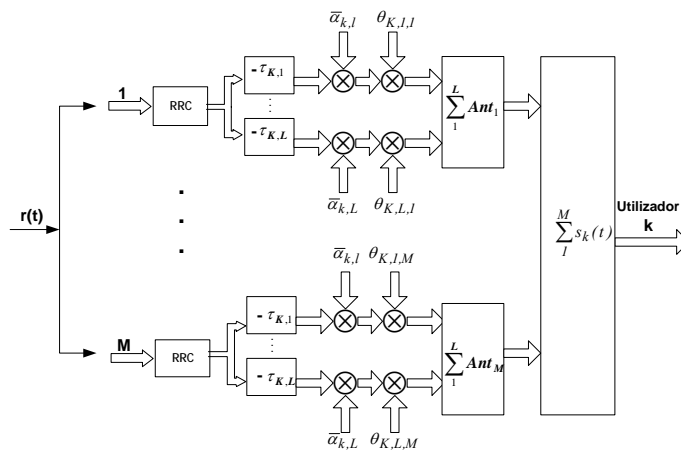


Figura 4.9: Combinador Espacio-Temporal – MRC.

faz estas operações não é mostrado na Figura 4.10. Os sinais estimados são depois usados para regenerar os ML sinais espalhados para cada componente multipercurso (L) e para cada antena (M). Como se pode ver pela Figura 4.10, à saída deste bloco, existem KML estimativas, $\hat{s}_{k,l,m}(t)$ dos sinais $s_{k,l,m}(t)$ definidos pela expressão (4.4). Combinado as L componentes multipercurso, obtêm-se as estimativas dos K utilizadores, $\hat{s}_{k,m}(t)$ para cada uma das M antenas dos sinais $s_{k,m}(t)$ definidas pela expressão (4.3). Estas estimativas são depois pesadas, é aplicado um peso para cada utilizador, e somadas dando origem às estimativas do sinal recebido em cada antena, $\hat{s}_m(t)$, sendo depois subtraídas ao sinal recebido em cada antena, $r_1 \dots r_m$. Esta operação dá, para cada antena, o erro entre o sinal recebido e a sua estimativa. Somando esse erro residual, $\tilde{r}(t)$, a cada uma das estimativas dos K utilizadores, já obtidas anteriormente, obtêm-se o sinal desejado para cada utilizador afectado de alguma interferência de acesso múltiplo. Finalmente é efectuada uma nova combinação espaço-temporal antes dos sinais passarem pelo banco de filtros, obtendo-se a decisão final, mais fiável que a primeira.

Esta configuração é especialmente interessante em sistemas com factores de espalhamento variáveis, tal como acontece no UMTS-TDD. Neste tipo de sistemas, os utilizadores com ritmo de transmissão mais baixos, tipicamente com menos potência, são pesados por um peso mais baixo, o que significa que são apenas considerados parcialmente no primeiro estágio de cancelamento (no limite o peso pode ser nulo). Assim, estes utilizadores não degradam a estimação dos utilizadores com maior ritmo de transmissão, com mais potência, no primeiro estágio. No segundo estágio de cancelamento é possível estimar com maior fiabilidade a MAI para todos utilizadores, obtendo-se a decisão final.

O diagrama de blocos do HD_PIC implementado em COSSAP, com apenas um estágio, está representado na Figura 4.11. Os principais blocos que constituem a plataforma da Figura 4.11 são:

- **M_Filter**, bloco que efectua uma filtragem adaptada. Este bloco também efectua as operações de *descrambling-despreading*.
- **QPSK_DEM**, bloco que efectua as operações de desmodulação QPSK.
- **Tx_Ref**, as operações efectuadas neste bloco são praticamente as mesmas feitas no emissor convencional, Figura 4.5.

- **Channel_Estm_ADV**, bloco que efectua a regeneração dos K utilizadores, em cada antena.
- **Mult2_QC_Block (1)**, bloco que efectua a multiplicação das amplitudes de cada sinal, à saída do bloco T_x_Ref . Esta operação é necessária uma vez que quando é feita a decisão perde-se a informação da amplitude do sinal. No caso do SD_PIC este bloco não é necessário.
- **Mult2_QC_Block (2)**, este bloco efectua a multiplicação dos sinais de cada um dos K utilizadores regenerados por um peso. O valor dos pesos são lidos de um ficheiro.
- **Overlap_and_Sum**, bloco que efectua a soma dos utilizadores, antes da subtração ao sinal recebido.
- **Adv_Path_Align**, bloco que efectua a combinação espacio-temporal de acordo com o critério MRC dos vários utilizadores, faz as mesmas operações do combinador da Figura 4.9. As saídas deste bloco entram num novo bloco, que efectua a desmodulação e faz a decisão final, QPSK_DEM.

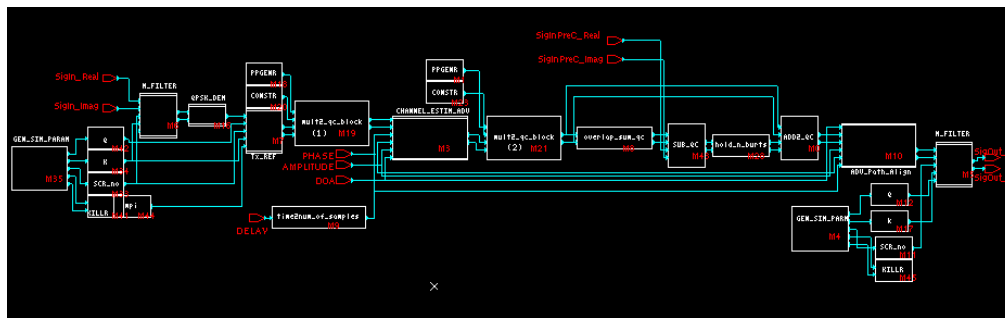


Figura 4.11: Esquema do HD_PIC, um estágio, implementado em COSSAP.

Associado a este diagrama, existe também uma tabela de configuração, onde podem ser configurados vários parâmetros (Figura 4.12). Os parâmetros do campo *Input Dataset*, são lidos de ficheiros:

- **Amplitude**, neste campo é dado o caminho para o ficheiro onde se encontram os valores da amplitude dos vários utilizadores. Este parâmetro é de especial importância em cenários em que os utilizadores tenham potências diferentes.

- **Weights**, neste campo é dado o caminho para o ficheiro onde se encontram os valores dos pesos de cada utilizador.
- **Param**, neste campo é dado o caminho para o ficheiro onde se encontram parâmetros como: o código de *channelisation*, correspondente ao número Q_k e o código de *scrambling* correspondente ao número SCR_no, o FE, distância em linha de vista e o ângulo da componente multipercuro em linha de vista.
- **Path-to-CC_cod**, **Path-to-SRC-cod** e **Path_to_mid_seq**, contêm os caminhos para os ficheiros onde se encontram os códigos de *channelisation*, *scrambling* e os *midambles*, respectivamente.

Parameter	Type	Expression
ChipPeriod in sec	<R>	\$ChipPeriod in sec
MaxDelay in sec	<R>	\$MaxDelay in sec
Gain	<R>	\$Gain
alfa	<R>	\$alfa
Cutoff freq	<R>	\$Cutoff freq
AoA elevation tap	<R>	\$AoA Elevation
CarrierFreq Hz	<R>	\$CarrierFreq in Hz
AntennaSpacing in sec	<R>	\$AntennaSpacing in m
NumberOfAntennaElem	<I>	\$NumberOfAntennaElements
mpi	<I>	\$mpi
ChipPeriod	<R>	\$ChipPeriod in sec
MaxDelaySpread	<R>	\$MaxDelay in sec
NSC	<I>	\$NSC
BurstType	<I>	\$BurstType
N_Fingers	<I>	\$N_Fingers
N_Taps	<I>	\$N_Taps
N_users	<I>	\$N_users

Input Dataset	Id	File Type	File Format	File Name
Amp	\$Amplitude	EXPLICIT	COSSAP_ASCII	
Weights	\$Weights	EXPLICIT	COSSAP_ASCII	
Param	\$Param	EXPLICIT	COSSAP_ASCII	
Path to mid_seq	\$Path to mid	EXPLICIT	COSSAP_ASCII	
Path to cc code	\$Path to cc c	EXPLICIT	COSSAP_ASCII	
Path to scr code	\$Path to scr	EXPLICIT	COSSAP_ASCII	

Figura 4.12: Tabela de configuração, associada ao bloco do HD_PIC.

Este *multisensor* PIC implementado é bastante flexível, pois permite através da correcta configuração avaliar o desempenho dos diferentes esquemas de PIC já apresentados.

No caso dos utilizadores terem o mesmo factor de espalhamento, pode-se aplicar o mesmo peso a todos, dando origem aquilo que se chama PIC com cancelamento completo. Quando os utilizadores têm diferentes factores de espalhamento, e por isso diferentes potências, pode-se aplicar um peso diferente a cada utilizador dependendo da sua potência recebida. Esta última configuração geralmente é designada de *multirate* PIC. Foram implementados, em COSSAP, quatro esquemas diferentes de PIC: HD_PIC

com um estágio, SD_PIC com um estágio, HD_PIC com dois estágios e SD_PIC com dois estágios. Os principais parâmetros de configuração destes PICs são: número de componentes multipercurso, número de utilizadores e número de antenas. É possível configurar o PIC para qualquer um destes parâmetros, no entanto o número de utilizadores (K) está limitado pelas especificações para o UMTS-TDD. No capítulo seguinte são apresentados resultados para cada um dos esquemas PIC. Foram implementados quatro plataformas, cada uma com uma estrutura de PIC diferente, designadas por:

- **LINK_ADV_HD_PIC_1Stage**
- **LINK_ADV_HD_PIC_2Stages**
- **LINK_ADV_SD_PIC_1Stage**
- **LINK_ADV_SD_PIC_2Stages**

A Tabela 4.3 sumaria algumas das principais características de cada plataforma implementada.

Tabela 4.3: Características das plataformas implementadas.

Características	LINK_ADV_1*	LINK_ADV_2*	LINK_ADV_3*	LINK_ADV_4*
Tipos de canal	Vectorial Escalar	Vectorial Escalar	Vectorial Escalar	Vectorial Escalar
Nº de Estágios	1	2	1	2
Nº de antenas	Arbitrário	Arbitrário	Arbitrário	Arbitrário
Nº utilizadores	Arbitrário	Arbitrário	Arbitrário	Arbitrário
Nº de Componentes multipercurso	Arbitrário	Arbitrário	Arbitrário	Arbitrário
Tipo de cancelamento	Parcial: se $w_k \neq 1$, com $k=1, \dots, K$. Completo: se $w_k = 1$, com $k=1, \dots, K$.	Parcial: se $w_k \neq 1$, com $k=1, \dots, K$. Completo: se $w_k = 1$, com $k=1, \dots, K$.	Parcial: se $w_k \neq 1$, com $k=1, \dots, K$. Completo: se $w_k = 1$, com $k=1, \dots, K$.	Parcial: se $w_k \neq 1$, com $k=1, \dots, K$. Completo: se $w_k = 1$, com $k=1, \dots, K$.
Tipo de regeneração	<i>Hard</i>	<i>Hard</i>	<i>Soft</i>	<i>Soft</i>

* em que 1,2,3 e 4, representa HD_PIC_1Stage, HD_PIC_2Stage, SD_PIC_1Stage e SD_PIC_2Stage, respectivamente.

4.5 Análise da Complexidade.

Nesta secção é feita uma análise comparativa, ainda que simples, entre o receptor convencional e o HD_PIC com um estágio, ambos com M antenas. É também feita uma comparação dos diferentes PICs.

As principais operações usadas no HD_PIC com um estágio são:

- Filtro adaptado, inclui as operações de *descrambling-despreading*, estas operações são executadas para cada utilizador (K).
- Decisão Convencional, inclui desmodulação QPSK, estas operações também são executadas para cada utilizador.
- Scrambling e Espalhamento, Inclui a reconstrução do *burst* e formatação dos impulsos, estas operações são executadas para cada utilizador (K).
- Regeneração do sinal recebido em cada antena, neste bloco os sinais estimados são usados para regenerar os KML sinais espalhados.
- Combinação Espacio-Temporal, inclui a remoção dos *midambles*, do período de guarda e formatação dos impulsos.

As operações envolvidas no SD_PIC são as mesmas, com excepção do bloco de decisão a seguir ao primeiro banco de filtros, que neste caso não é necessário. Por este facto o HD_PIC é ligeiramente mais complexo que o SD_PIC.

A complexidade das operações executadas nos blocos de filtros adaptados e *scrambling-spreading* dependem do tamanho do código de espalhamento, aumentando a complexidade com o tamanho do código. A complexidade das operações executadas no bloco de decisão convencional, depende apenas do número de bits por símbolo. As duas últimas operações (regeneração e combinação de sinais), são as que exigem uma maior complexidade. A complexidade destes blocos aumenta linearmente com o número de utilizadores activos, número de componentes multipercurso e com o número de antenas. Assim, a complexidade do *multisensor* PIC aumenta linearmente com K, L e M . A Tabela 4.4 apresenta uma comparação da complexidade entre o HD_PIC e o RAKE, ambos com M antenas.

Tabela 4.4: Comparação da complexidade entre o RAKE e o HD_PIC (um estágio), ambos com M antenas.

Operações	RAKE-2D		PIC com M antenas	
	Multiplicações	Somas	Multiplicações	Somas
Processamento da Antena	MLK	MLK	MLK	MLK
Combinação das componentes multipercurso	LK	LK	LK	LK
Primeiro <i>De-Spread</i>	FE.K	FE.K	FE.K	FE.K
Regeneração e Cancelamento	Não usada	Não usada	FE.K+2(MLK+LK)	2(MLK+LK)+3K
Segundo <i>De-Spread</i>	Não usada	Não usada	FE.K	FE.K
Total	K(ML+L+FE)	K(ML+L+FE)	3FE.K+3(MLK+LK)	2FE.K+3(MLK+LK)+3K

Considerando que uma multiplicação é equivalente a γ somas (1 Multiplicação $\Leftrightarrow \gamma$ Somas), o número de operações do RAKE-2D e do *multisensor* HD_PIC é dado por:

- RAKE-2D $\Rightarrow (1+\gamma)K(ML+L+FE)$
- HD_PIC $\Rightarrow \gamma(3FE.K+3(MLK+LK))+ 2FE.K+3(MLK+LK)+3K$

Logo, a complexidade do HD_PIC com M antenas aumenta linearmente com o número de utilizadores e não com K^2 . Como exemplo considera-se o seguinte cenário: FE=16, L=3, M=4, $\gamma=1$ e K com qualquer valor, tem-se que,

$$\frac{N^{\circ} de Operações \Rightarrow HD_PIC}{N^{\circ} de Operações \Rightarrow RAKE-2D} = 2.8 \quad (4.8)$$

Ou seja a complexidade do HD_PIC é sensivelmente 2.8 vezes maior que o receptor RAKE. Uma vez que a complexidade das unidades de codificação e de estimação, idênticas às usadas com o receptor RAKE, não foram contabilizadas na Tabela 4.4, é de esperar que o valor da expressão (4.8) diminua bastante quando se consideram estas unidades adicionais. Assim facilmente se conclui que o HD_PIC, com um estágio, é uma

alternativa ao receptor RAKE, já que se consegue um desempenho bastante melhor (capítulo 5) a custo de um acréscimo de complexidade moderado.

A complexidade do PIC também aumenta linearmente com o número de estágios. Logo, a complexidade do PIC com dois estágio é sensivelmente o dobro que a de um PIC com um estágio. Quando se usa cancelamento parcial a complexidade é ligeiramente maior que a de um PIC com cancelamento total, no primeiro caso existem mais K multiplicações.

5 Avaliação do Desempenho das Estruturas PIC

O principal objectivo deste capítulo é fazer uma avaliação do desempenho das diferentes estruturas *multisensor* PIC implementadas, por forma a seleccionar a melhor para o UMTS-TDD. Inicialmente são apresentados os resultados com estimativas dos parâmetros do canal perfeitas e controlo de potência perfeito. Nestas condições é feita uma comparação do desempenho das diferentes estruturas de PIC, que por sua vez são comparados com o desempenho do receptor convencional para K utilizadores e para um utilizador. Na primeira secção é ainda feita uma avaliação do desempenho do HD_PIC, SD_PPIC e do RAKE em função do número de elementos dos agregado. Na segunda secção os resultados obtidos para o RAKE, *multisensor* HD_PIC e *multisensor* SD_PPIC em cenários com vários factores de espalhamento são apresentados e comparados. Na terceira secção, é feita uma análise dos resultados relativamente ao desempenho do *multisensor* HD_PIC e *multisensor* SD_PPIC com estimativas imperfeitas dos parâmetros do canal, mas com controlo de potência perfeito. Finalmente, são calculados os parâmetros necessários para efectuar simulações ao nível do sistema.

5.1 Resultados com Estimativas Perfeitas dos Parâmetros do Canal

Os principais parâmetros usados nas simulações são mostrados na Tabela 5.1. Estes parâmetros mantiveram-se fixos em todos os cenários simulados. Para os resultados obtidos com mais do que uma antena as DOAs das componentes em linha de vista, para cada utilizador activo, são uniformemente espaçadas no intervalo entre $[0^\circ \ 360^\circ]$. Os ângulos de chegada para as outras componentes multipercurso são geradas aleatoriamente pelo modelo do canal. Na obtenção de todos os resultados apresentados nesta secção, assumiu-se controlo de potência perfeito, isto é, todos os utilizadores chegam ao receptor com a mesma potência. Os parâmetros que variam, consoante os cenários simulados, são o número de utilizadores (K), o número de elementos do agregado (M) e o factor de espalhamento (FE).

Tabela 5.1: Parâmetros usados nas simulações.

Número de Componentes Multipercurso	2
Velocidade	50 Km/h
Factor de Perdas	3.7
Espaçamento entre Elementos do Agregado	0.45λ
Atraso máximo de Espalhamento (τ_{\max})	$2.0\mu\text{s}$
Distância em linha de vista	300m
Número de Amostras por <i>Chip</i>	4
Frequência da Portadora	1912.5 MHz
Tipo de <i>Burst</i>	1
Canal	GBSBEM

Os resultados das Figura 5.1, Figura 5.2 e Figura 5.3 foram obtidos com $M=1$, $FE=16$ e $E_b/N_0=10$ dB. O número de utilizadores usados para obter os resultados da Figura 5.2 foram 12.

A Figura 5.1 apresenta o desempenho das diferentes estruturas PIC, com cancelamento completo, e do receptor RAKE, em função do número de utilizadores.

Na Figura 5.1 observa-se que o HD_PIC com dois estágios de cancelamento é o que apresenta melhores resultados, para um número de utilizadores maior que 4, logo de seguida o HD_PIC com um estágio. Pode-se verificar uma grande melhoria do

desempenho destas estruturas PIC quando comparadas com o receptor convencional – RAKE. No entanto, o desempenho do SD_PIC com um estágio (cancelamento completo), tende para o do RAKE à medida que o número de utilizadores activos aumenta. Apenas para um número de utilizadores até 4 o seu desempenho é idêntico ao do HD_PIC, a partir daí degrada-se bastante atingindo o desempenho do RAKE para o número máximo de utilizadores permitidos, 16. Esta degradação acontece devido ao efeito de *bias*, discutido no capítulo 3. Pela Figura 5.1, também se pode observar que o desempenho do SD_PIC com dois estágios de cancelamento é bastante mau, sendo mesmo pior que o do RAKE. Este fenómeno pode ser explicado pelo facto do efeito de *bias*, referido no capítulo 3, se propagar de estágio em estágio. O efeito de *bias* observado no primeiro estágio vai-se propagar para o segundo estágio conduzindo a uma degradação do desempenho do SD_PIC em vez de uma melhoria.

A Tabela 5.2 apresenta a capacidade máxima do sistema para o HD_PIC, SD_PIC e RAKE, para uma BER de $3 \cdot 10^{-2}$ e $2 \cdot 10^{-2}$. A capacidade do sistema é definida para este efeito como a razão entre o número de utilizadores no TS e o factor de espalhamento. Os parâmetros usados foram os mesmos da Figura 5.1.

Tabela 5.2: Capacidade máxima do sistema para o HD_PIC, SD_PIC e RAKE, com uma antena.

Receptores	BER	
	$3 \cdot 10^{-2}$	$2 \cdot 10^{-2}$
Capacidade máxima do sistema com RAKE	25%	6.3%*
Capacidade máxima do sistema com HD_PIC(1 estágio)	100%	64%
Capacidade máxima do sistema com HD_PIC(2 estágios)	100%	94%
Capacidade máxima do sistema com SD_PIC (1 estágio)	56%	31%
Capacidade máxima do sistema com SD_PIC(2 estágios)	0%	0%

* 6.3% corresponde ao receptor RAKE com um único utilizador - limite inferior.

As principais conclusões que se podem extrair dos resultados da Figura 5.1 e da Tabela 5.2 são:

- HD_PIC com um e dois estágios oferecem ganhos significativos relativamente ao receptor RAKE.
- O desempenho do HD_PIC com dois estágios é melhor que o do HD_PIC com um estágio, mas apenas quando o número de utilizadores excede os 8.

- O HD_PIC apresenta melhores resultados que o SD_PIC.
- O desempenho do SD_PIC, com dois estágios, é bastante pior que o do receptor RAKE.

Na Figura 5.2 pretende-se avaliar o efeito do cancelamento parcial no desempenho do HD_PIC com um estágio e SD_PIC com um e dois estágios. Os pesos aplicados variam entre 0 e 1.

Pela Figura 5.2, verifica-se que o uso de pesos permite uma melhoria significativa do desempenho do SD_PIC. O mesmo não acontece para o HD_PIC, onde o melhor desempenho se verifica para um peso igual a 1, isto é, sem cancelamento parcial. Estes resultados eram esperados já que para o HD_PIC o efeito de *bias* é desprezável. Na Figura 5.2 verifica-se que para o SD_PIC com um estágio o peso óptimo é igual a 0.7. Para este peso o desempenho é bastante melhor quando comparado com o caso de peso unitário, sem cancelamento parcial. Os pesos óptimos para o SD_PIC com dois estágios são obtidos para um valor igual a 0.5 no primeiro estágio e 1 no segundo estágio de cancelamento. O peso no segundo estágio é unitário, porque aí o efeito de *bias* é bastante menor, ver expressão (3.20) do capítulo 3. O que acontece é que o *bias* do primeiro estágio propaga-se para o segundo, logo se o *bias* inicial for eliminado já não se propaga, daí que o peso óptimo no primeiro estágio é 0.5 e no segundo 1. Ainda pela Figura 5.2 verifica-se que o impacto do cancelamento parcial na melhoria do desempenho é mais significativo no SD_PIC com dois estágios do que com um. Os pesos usados nestas simulações mantêm-se constantes durante todo o tempo de simulação.

As principais conclusões que se podem extrair da Figura 5.2 são:

- O uso de pesos melhora significativamente o desempenho do SD_PIC, com um e dois estágios.
- O peso óptimo obtido para os SD_PIC com um estágio foi de 0.7, para o SD_PIC com dois estágios foi de 0.5 no primeiro estágio e 1 no segundo.
- O uso de pesos no HD_PIC, com um ou dois estágios, não oferece qualquer melhoria no desempenho.

A Figura 5.3 apresenta o desempenho das diferentes estruturas PIC, com cancelamento parcial para o SD_PIC, e do receptor RAKE, em função do número de utilizadores.

Os resultados da Figura 5.3 foram obtidos com os pesos ótimos, verificando-se uma melhoria significativa do desempenho do SD_PPIC com um e dois estágios. Neste caso, contrariamente aos resultados da Figura 5.1, todas as estruturas PIC apresentam melhor desempenho que o RAKE. Verifica-se, também, que o SD_PPIC com dois estágios apresenta melhor desempenho que o SD_PPIC com um estágio, quando se usa cancelamento parcial o que não acontece com cancelamento total. No entanto observa-se que o desempenho do HD_PIC é melhor que o do SD_PPIC, mesmo com o uso de cancelamento parcial otimizado neste último PIC. O HD_PIC com um estágio apresenta melhor desempenho que o SD_PPIC com dois estágios.

A **Tabela 5.1** apresenta a capacidade máxima do sistema para o SD_PIC (um e dois estágios) com cancelamento parcial e completo para uma BER de $3 \cdot 10^{-2}$ e $2 \cdot 10^{-2}$. Os parâmetros usados foram os mesmos da Figura 5.3.

Tabela 5. 3: Capacidade máxima do sistema para o SD_PIC com cancelamento parcial e completo.

Receptores	BER	
	$3 \cdot 10^{-2}$	$2 \cdot 10^{-2}$
Capacidade máxima do sistema com SD_PIC(1 estágio)	56%	31%
Capacidade máxima do sistema com SD_PIC(2 estágios)	0%	0%
Capacidade máxima do sistema com SD_PPIC(1 estágio)	69%	38%
Capacidade máxima do sistema com SD_PPIC(2 estágios)	81%	50%

As principais conclusões a retirar da análise dos resultados da Figura 5.3 e da Tabela 5.3 são:

- O desempenho do SD_PIC com cancelamento parcial é bastante melhor que o do SD_PIC com cancelamento completo.
- O desempenho do SD_PIC com um estágio é pior que o do SD_PIC com dois estágios, quando se usa cancelamento parcial.
- O desempenho do HD_PIC é melhor que o do SD_PIC, mesmo usando cancelamento parcial neste último detector.
- Quando se usa cancelamento parcial, a capacidade máxima do sistema com SD_PPIC (dois estágios) é maior do que com o SD_PPIC (um estágio), contrariamente ao que acontecia com o caso de cancelamento completo.

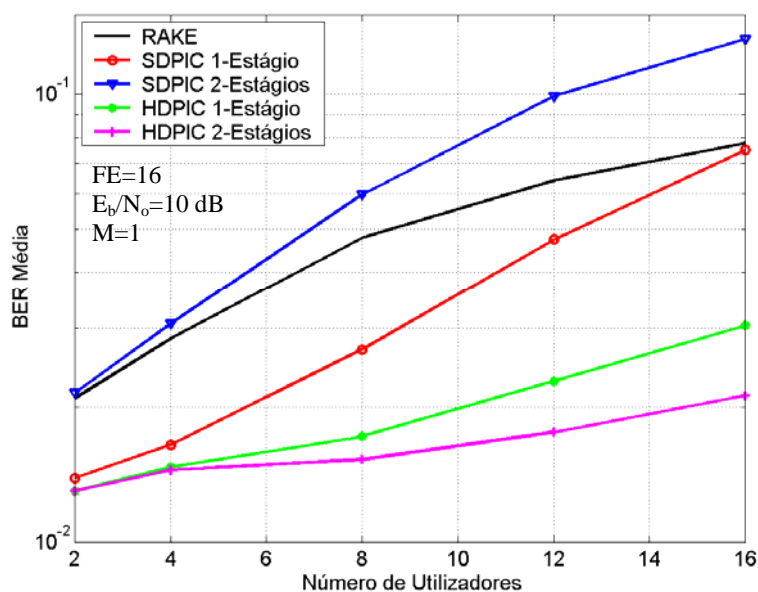


Figura 5.1: Comparação do desempenho entre as diferentes estruturas de PIC implementadas e o RAKE em função do número de utilizadores activos.

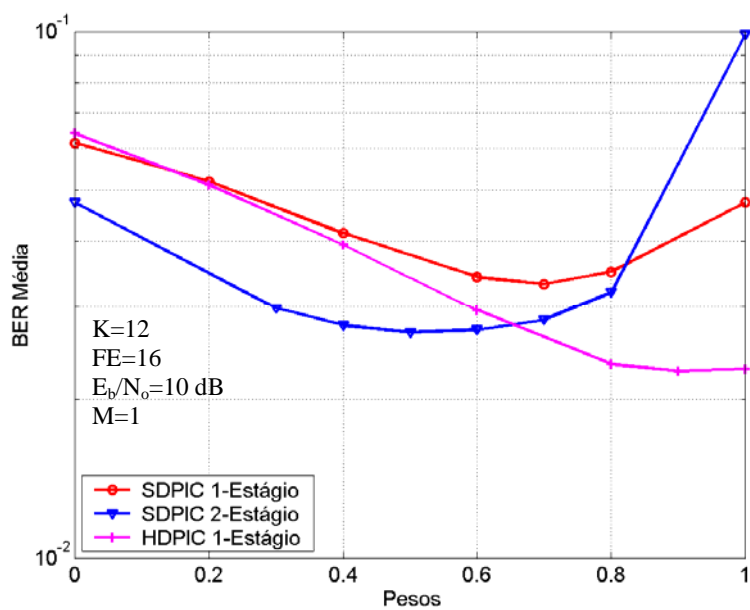


Figura 5.2: Efeito dos pesos no desempenho do HD_PIC e SD_PIC com um e dois estágios de cancelamento.

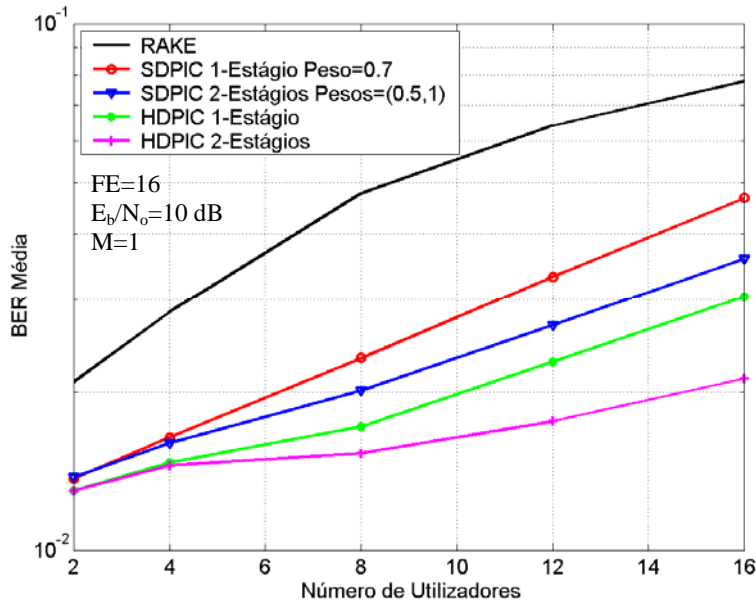


Figura 5.3: Desempenho do SD_PPIC, com cancelamento parcial, do HD_PIC e do receptor RAKE em função do número de utilizadores activos.

A Figura 5.4 apresenta o desempenho do SD_PIC (um e dois estágios) com uma antena e do SD_PIC (um estágio) com um agregado circular uniforme de 4 elementos.

O cenário usado para obter os resultados apresentados na Figura 5.4 foi o seguinte: $K=4$, $FE=4$ e $E_b/N_0=10$ dB. Neste cenário está-se a utilizar o número máximo de utilizadores permitido.

Pela Figura 5.4 verifica-se que os resultados obtidos para o SD_PIC e HD_PIC com uma antena são idênticos aos obtidos para o cenário da Figura 5.2. Os pesos óptimos obtidos são os mesmos em ambos os cenários. No entanto, na Figura 5.4 verifica-se que o peso óptimo para o SD_PIC com um agregado de 4-elementos e com apenas um estágio é igual a 0.9. Além disso pode observar-se que a melhoria do desempenho, devido à optimização de pesos, é insignificante quando comparada com o desempenho sem cancelamento parcial. Estes resultados são completamente diferentes dos observados para o SD_PIC com uma antena. Esta diferença de resultados era esperada, uma vez que quando o número de elementos do agregado aumenta os bits estimados no primeiro banco de filtros são mais fiáveis, por conseguinte o efeito de *bias* vem bastante diminuído. Daí que quando se usa um agregado, de pelo menos 4-elementos, o uso de pesos não melhora de forma significativa o desempenho do SD_PIC. Foram feitas

simulações para obter o peso ótimo para o SD_PIC com dois estágios, para um agregado de 4-elementos, obtendo-se o valor de 0.6 para o primeiro estágio e 1 para o segundo, ligeiramente superior ao obtido com apenas uma antenna. Também neste caso a melhoria do desempenho não foi significativa quando comparado com o caso de apenas uma antenna.

Nos resultados seguintes serão usados os pesos ótimos em todas as estruturas de SD_PIC, quer com uma ou mais antenas. Portanto, sempre que se fizer referência ao SD_PIC (nas próximas figuras), está-se a falar do SD_PIC parcial, com os pesos ótimos previamente obtidos.

As principais conclusões a extrair da análise dos resultados obtidos na Figura 5.4 são:

- A melhoria no desempenho do SD_PIC com cancelamento parcial é bastante modesta em relação ao caso de cancelamento completo, quando se usa um agregado circular de 4 elementos.
- A dependência do uso de pesos no desempenho do SD_PIC com uma antenna é mais significativa do que no SD_PIC com um agregado de 4 elementos.
- O peso ótimo obtido para o SD_PIC (um estágio) foi de 0.9 e para o SD_PIC (dois estágios) foram de 0.6 no primeiro estágio e 1 no segundo. Ambos para um agregado de 4 elementos.

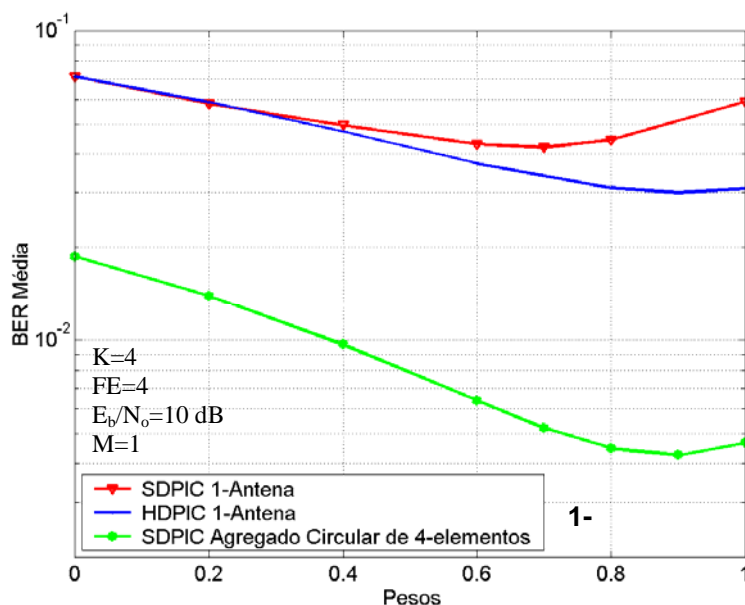


Figura 5.4: Efeito dos pesos no desempenho do SD_PIC e HD_PIC com uma antenna e do SD_PIC com um agregado circular de 4 elementos.

A Figura 5.5 apresenta os resultados do desempenho das estruturas PIC e do RAKE, com uma antena e com um agregado circular uniforme de 4 elementos, em função da razão de E_b/N_0 . Os resultados apresentados na Figura 5.5 foram obtidos com $K=4$, $FE=4$.

Estes resultados mostram que o desempenho do PIC com um agregado de 4-elementos é bastante melhor, quando comparado com o PIC com apenas uma antena, para todos os tipos de PIC implementados. O desempenho do receptor convencional com um agregado de 4-elementos também é melhor que o receptor convencional com apenas uma antena. No entanto verifica-se que este último receptor satura muito rapidamente, isto é, mesmo que a relação de E_b/N_0 aumente a BER mantém-se constante. Para o cenário da Figura 5.5 pode ver-se que a partir de $E_b/N_0=8$ dB a BER praticamente não melhora. Nesta figura também se apresenta a curva do receptor convencional com apenas um utilizador, sem interferência de acesso múltiplo, para uma antena e para um agregado de 4-elementos, designado por limite inferior. A diferença entre as curvas PIC e esta última dá a interferência de acesso múltiplo que o PIC não consegue remover. Verifica-se que para o HD_PIC atingir o mesmo desempenho ($BER=3.10^{-3}$) que o receptor convencional com um utilizador é necessário aumentar a relação de E_b/N_0 de 2dB. No entanto para a mesma relação de E_b/N_0 o RAKE apresenta apenas uma $BER=2.10^{-2}$, quase dez vezes inferior. Convém referir que os resultados da Figura 5.5 foram obtidos para o pior cenário, isto é, número máximo de utilizadores permitido. Para este cenário o desempenho do HD_PIC, um estágio, é semelhante ao do HD_PIC, dois estágios, para um agregado de 4-elementos. À medida que o número de utilizadores activos decresce as curvas do PIC aproximam-se do limite inferior.

Pela Figura 5.5 verifica-se que quando se usa uma antena, existe uma maior diferença entre as curvas do limite inferior e do PIC do que quando se usa um agregado de 4-elementos. Isto acontece porque quando se usa um agregado conjuntamente com o PIC, a interferência de acesso múltiplo é removida pelo PIC e pelo agregado, daí que o desempenho se aproxima mais do limite inferior. No entanto o agregado usado nesta dissertação apenas remove uma pequena parte da interferência. O diagrama de radiação deste agregado aponta o máximo para a componente multipercurso que esta a receber, não colocando nulos nas outras componentes. Provavelmente se o agregado apontasse o máximo para o utilizador “desejado” e colocasse nulos nos outros o desempenho seria melhor, sendo o preço a pagar o aumento da complexidade do receptor.

A Tabela 5.4 apresenta a penalidade do HD_PIC, SD_PPIC relativamente ao limite inferior, para um agregado de 4 elementos e para uma BER igual a 3.10^{-3} . Os parâmetros usados foram os mesmos da Figura 5.5.

Tabela 5.4: Penalidade do HD_PIC, SD_PPIC relativamente ao receptor RAKE com um utilizador, $M=1$, para um sistema com capacidade a 100%.

Receptores	Penalidade (dB) (FE=4, K=4, M=4 e BER= 3.10^{-3})
Receptor RAKE	NA*
HD_PIC com um estágio	1.9
HD_PIC com dois estágios	1.8
SD_PPIC com um estágio	4
SD_PPIC com dois estágios	3.2

* não atingível

Os resultados da Tabela 5.4 mostram que o SD_PIC apresenta uma penalidade bastante maior (sensivelmente o dobro), relativamente ao limite inferior, quando comparado com o HD_PIC. O RAKE com quatro utilizadores e FE igual a 4 não consegue atingir uma BER de 3.10^{-3} .

Os resultados da Figura 5.6 foram obtidos com FE=16 e uma relação de $E_b/N_0=10$ dB. A Figura 5.6 apresenta os resultados do desempenho das estruturas PIC e do RAKE, com uma antena e com um agregado circular uniforme de 4 elementos, em função do número de utilizadores.

De uma forma geral, todas as conclusões tiradas dos resultados da Figura 5.5 podem ser comprovadas pelos resultados da Figura 5.6. Nesta última figura verifica-se que o desempenho do RAKE com um agregado de 4-elementos é pior que o HD_PIC com apenas uma antena, para um número de utilizadores superior a 8. Para este cenário o desempenho do HD_PIC com dois estágios é melhor que o HD_PIC com um estágio, apenas quando o número de utilizadores excede os 12. Para este PIC verifica-se que o desempenho com 16 utilizadores é praticamente o mesmo que o desempenho com 4 utilizadores. Tal significa que a partir de 4 utilizadores o PIC (com dois estágios) consegue remover praticamente toda a interferência de acesso múltiplo adicional.

A Tabela 5.5 apresenta a capacidade máxima do sistema para o HD_PPIC, SD_PIC e RAKE, para uma BER de $2 \cdot 10^{-2}$ e $3 \cdot 10^{-3}$. Os parâmetros usados foram os mesmos da Figura 5.6.

Tabela 5.5: Capacidade máxima do sistema para o HD_PIC, SD_PIC e RAKE, com um agregado de 4 elementos.

Receptores	BER	
	$2 \cdot 10^{-2}$	$3 \cdot 10^{-3}$
Capacidade máxima do sistema com RAKE	69%	6.3%*
Capacidade máxima do sistema com HD_PIC (1 estágio)	100%	100%
Capacidade máxima do sistema com HD_PIC (2 estágios)	100%	100%
Capacidade máxima do sistema com SD_PPIC (1 estágio)	100%	50%
Capacidade máxima do sistema com SD_PPIC (2 estágios)	100%	75%

* 6.3% corresponde ao receptor RAKE com um único utilizador.

A Tabela 5.6 apresenta a capacidade máxima do sistema para o HD_PIC, SD_PPIC e RAKE, para uma BER de $2 \cdot 10^{-2}$, com uma antena e com um agregado circular de 4 elementos. Os parâmetros usados foram os mesmos da Figura 5.3 (uma antena) e da Figura 5.6 (4 elementos).

Tabela 5.6: Capacidade máxima do sistema para o HD_PIC, SD_PIC e RAKE, com uma antena e com um agregado de 4 elementos, BER= $2 \cdot 10^{-2}$.

Receptores	M=1	M=4
Capacidade máxima do sistema com RAKE	6.3%*	69%
Capacidade máxima do sistema com HD_PIC (1 estágio)	64%	100%
Capacidade máxima do sistema com HD_PIC (2 estágios)	94%	100%
Capacidade máxima do sistema com SD_PPIC (1 estágio)	38%	100%
Capacidade máxima do sistema com SD_PPIC (2 estágios)	50%	100%

* 6.3% corresponde ao limite inferior.

As principais conclusões que se podem extrair dos resultados das Figura 5.5 e Figura 5.6 e das Tabela 5.5 e Tabela 5.6 são:

- O desempenho de todas as estruturas PIC implementadas com agregado circular uniforme de 4 elementos é significativamente melhor que o

desempenho dessas mesmas estrutura implementadas apenas com uma antena.

- O receptor RAKE, também apresenta melhor desempenho com um agregado de 4 elementos do que apenas com uma antena.
- O HD_PIC com um agregado de quatro elementos oferece uma capacidade de 100%, para uma BER de $3 \cdot 10^{-3}$. Enquanto que para o SD_PIC (um estágio) e para o RAKE a capacidade máxima não ultrapassa os 50% e os 3.6%, respectivamente.

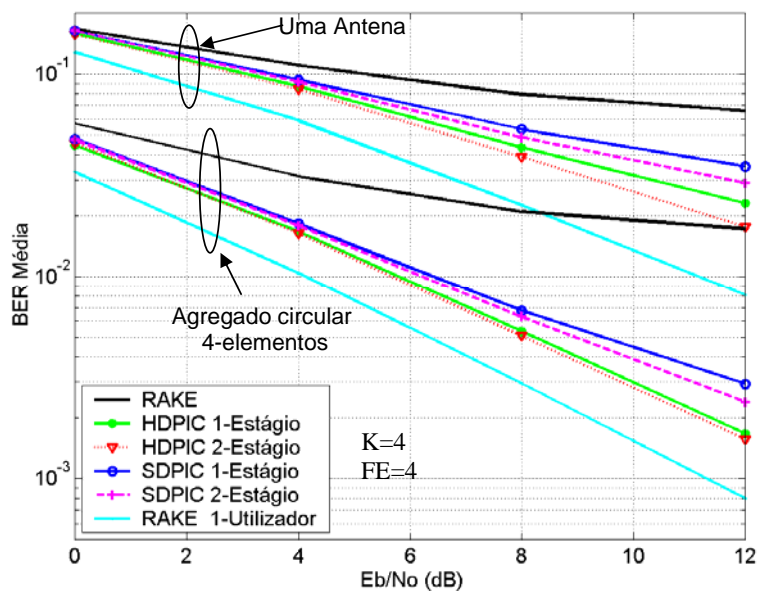


Figura 5.5 Comparação do desempenho das estruturas PIC e do RAKE, com uma antena e com um agregado circular de 4 elementos, em função de E_b/N_0 .

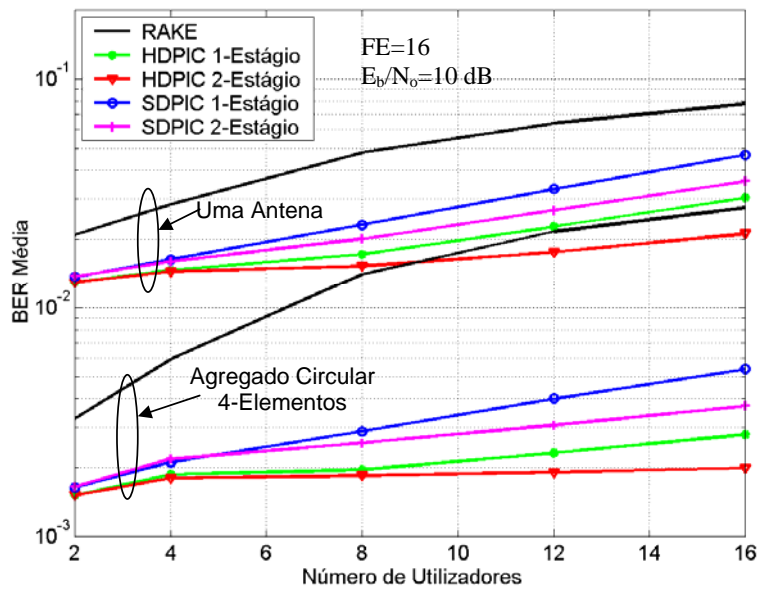


Figura 5.6: Comparação do desempenho das estruturas PIC e do RAKE, com uma antena e com um agregado circular de 4 elementos, em função do número de utilizadores.

Os resultados das Figura 5.7 e Figura 5.8 foram obtidos com $K=4$ e $FE=4$. O E_b/N_0 usado na última figura foi de 12 dB.

A Figura 5.7 apresenta o desempenho do HD_PIC, SD_PPIC e RAKE, para uma antena, um agregado circular de 8 e 16 elementos, em função da razão de E_b/N_0 .

A principal conclusão que se pode extrair dos resultados apresentados na Figura 5.7 é de que a melhoria, das estruturas PIC e do RAKE, é muito mais significativa quando se passa de uma única antena para um agregado de 8-elementos do que quando se passa deste último para um agregado de 16-elementos. Além disso verifica-se que as curvas do RAKE para um agregado de 8 e 16-elementos praticamente não variam com a relação de E_b/N_0 . Para uma relação de E_b/N_0 superior a 3 dB o SD_PPIC e o HD_PIC com um agregado de 8-elementos apresentam melhor desempenho do que o RAKE para um agregado de 16-elementos.

A Figura 5.8 apresenta o desempenho do HD_PIC, SD_PPIC e RAKE em função do número do número de elementos do agregado.

Pela Figura 5.8 verifica-se que o desempenho do HD_PIC, SD_PPIC e RAKE aumenta à medida que o número de elementos do agregado aumenta. Verifica-se que para um número de elementos maior que 4 a diferença de desempenho entre o RAKE e as estruturas PIC é bastante significativa. Verificar-se também que a partir de 8 elementos o desempenho do *multisensor* PIC melhora de uma forma mais lenta. Por exemplo quando se passa de agregado de 12 para um de 16-elementos o aumento do desempenho é bastante mais modesto do que quando se passa de 4 para 8-elementos. Isto acontece porque o *multisensor* PIC a partir de um determinado número de elementos satura. Pode ver-se pela Figura 5.8 que a partir de 8 elementos o *multisensor* PIC começa a saturar e por conseguinte a complexidade computacional começa a sobrepor-se ao ganho e a relação desempenho/complexidade diminui.

A Tabela 5.7 apresenta a BER em função do número de elementos do agregado, para o HD_PIC. Os parâmetros usados foram os mesmo dos da Figura 5.8.

Tabela 5.7: BER em função do número de elementos dos agregado, para o HD_PIC.

HD_PIC com um estágio ($E_b/N_0=12$ dB)	
M	BER
1	0.02200
4	0.00180
8	0.00055
12	0.00025
16	0.00015

Os resultados das Figura 5.7 e Figura 5.8 são importantes pois permitem aferir qual o número ótimo de elementos do agregado, isto é, o número que maximiza a relação desempenho/complexidade. Pela Tabela 5.7 pode ver-se que quando se passa de $M=1$ para $M=4$ a BER diminui mais de dez vezes, a complexidade apenas aumenta 4 vezes. Mas quando se passa de $M=8$ para $M=12$ a BER diminui de um factor de 2, a complexidade aumenta de um factor de 1.5. Quando se passa de $M=12$ para $M=16$, a BER diminui apenas de factor de 1.7, enquanto que complexidade aumenta um factor de 2. Assim, o número de elementos do agregado não deve ser superior a 12. A escolha entre [4 12] deve ser feita em termos da complexidade adicional que o sistema permite.

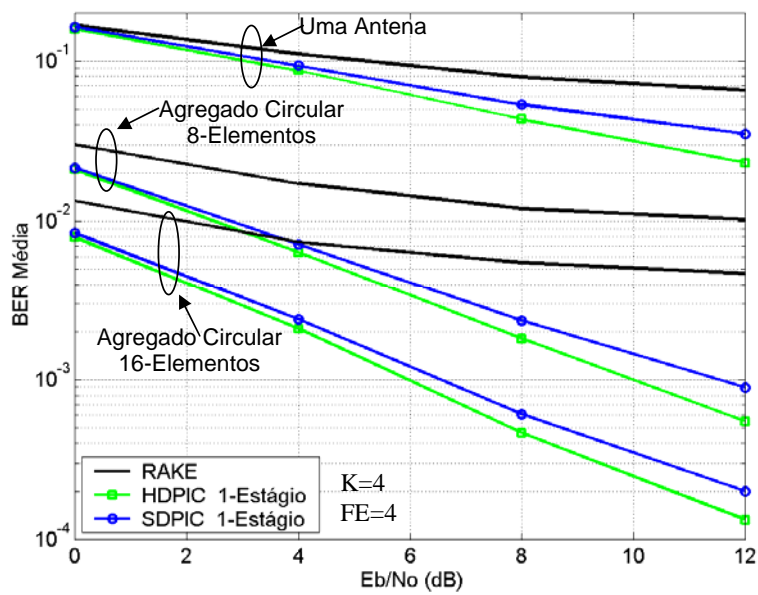


Figura 5.7: Comparação do desempenho do HD_PIC, SD_PPIC e RAKE para uma antena, um agregado circular de 4 elementos e de 16 elementos em função de E_b/N_0 .

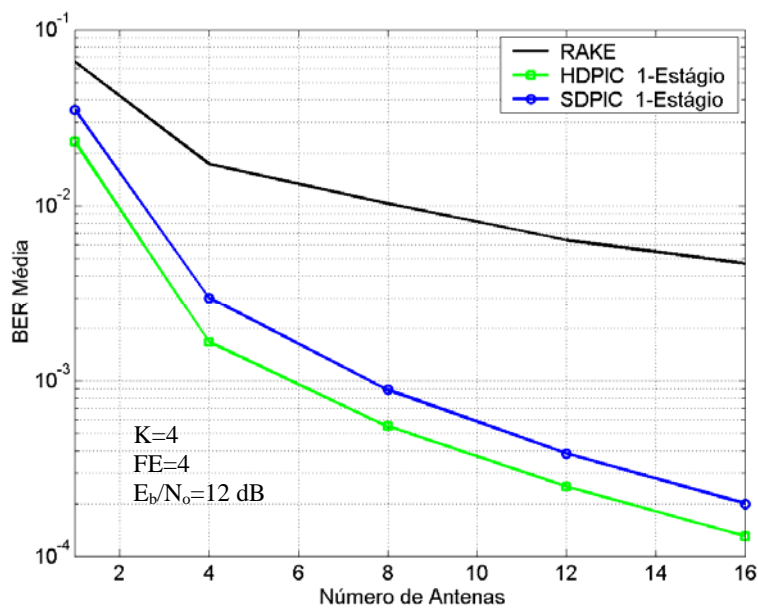


Figura 5.8: Comparação do desempenho do HD_PIC, SD_PPIC e do RAKE em função do número de antenas.

5.2 Resultados em Cenários com Vários Factores de Espalhamento

Os resultados desta secção são de extrema importância para o UMTS, uma vez que este sistema pretende acomodar diferentes tipos de tráfego com QoS distintas, tendo como consequência o uso de diferentes factores de espalhamento no mesmo *time slot*. Isto significa que no mesmo TS podem existir utilizadores com diferentes taxas de transmissão e por conseguinte potências distintas, dando origem a um fenómeno idêntico ao efeito *near-far*. Daí a importância de avaliar o desempenho dos receptores implementados em cenários com diferentes factores de espalhamento.

Assim para avaliar o desempenho do RAKE, SD_PPIC e do HD_PIC em sistemas com vários factores de espalhamento foram considerados quatro cenários distintos:

1. 4 utilizadores com FE=16 e potência relativa igual a 0dB.
2 utilizadores com FE=16 e potência relativa igual a 0dB.
2. 4 utilizadores com FE=16 e potência relativa igual a 0dB.
2 utilizadores com FE=8 e potência relativa 3dB maior que a potência dos 4 utilizadores com FE=16
3. 4 utilizadores com FE=16 e potência relativa igual a 0dB.
1 utilizador com FE=8 e potência relativa 3dB maior que a potência dos 4 utilizadores com FE=16.
1 utilizador com FE=4 e potência relativa 6dB maior que a potência dos 4 utilizadores com FE=16.
4. 4 utilizadores com FE=16 e potência relativa igual a 0dB.
2 utilizadores com FE=4 e potência relativa 6dB maior que a potência dos 4 utilizadores com FE=16

Os resultados das Figura 5.9, Figura 5.10, Figura 5.11 e Figura 5.12 foram obtidos para um agregado circular de 4-elementos. Nestas figuras apenas estão representados os primeiros 4 utilizadores de cada cenário, com factor de espalhamento igual a 16. O principal objectivo é avaliar a degradação do desempenho dos utilizadores com menor potência, provocada pelos utilizadores com maior potência.

As Figura 5.9, Figura 5.10 e Figura 5.11 apresentam os resultados do RAKE, SD_PPIC e HD_PIC em sistemas com um, dois e três diferentes ritmos de transmissão em função da razão de E_b/N_o .

A partir dos resultados da Figura 5.9 pode observar-se que mesmo para o cenário 2 a degradação do desempenho do RAKE é bastante elevada. Pode-se ver uma penalidade no desempenho de aproximadamente de 2.3dB, 4dB e 7dB para os cenários 2, 3 e 4 respectivamente, para uma BER igual a $2 \cdot 10^{-2}$. Logo, basta a existência de dois utilizadores com uma potência de 3dB maior que os restantes para se verificar uma degradação considerável, podendo-se concluir que o RAKE é bastante sensível a pequenas diferenças de potência. Tal facto é bem conhecido, sendo uma das principais motivações para a investigação de algoritmos de detecção múltipla. Pelos resultados da Figura 5.10 verifica-se uma degradação moderada do SD_PPIC para o cenário 2, aumentado consideravelmente para os cenários 3 e 4. Verifica-se uma penalidade inferior a 1dB para o cenário 2, quase 2 dB para o cenário 3 e mais de 2dB para o cenário 4, para uma BER igual a $2 \cdot 10^{-3}$. Assim, pode-se concluir que o SD_PPIC é relativamente resistente para diferenças de potência até 3 dB a partir daí a degradação começa a aumentar de uma forma considerável. Comparando os resultados obtidos para o RAKE com os obtidos para o SD_PPIC verifica-se que este último é muito mais *near-far* resistente. Os resultados da Figura 5.11 mostram que o HD_PIC é bastante resistente, mesmo para o cenário 4. Para o cenário 2 a degradação no desempenho é praticamente desprezável. Observa-se uma penalidade de apenas 0.5dB para o cenário 4, para uma BER igual a $2 \cdot 10^{-3}$. Portanto, o HD_PIC é *near-far* resistente mesmo para diferenças de potência de 6dB. Comparando o RAKE, SD_PPIC e o HD_PIC verifica-se, sem qualquer dúvida, que o HD_PIC é o mais resistente a variações de potência recebida, apresentando um bom desempenho em sistemas com vários factores de espalhamento.

As Tabela 5.8 e Tabela 5.9 sumarizam os resultados obtidos nas Figura 5.9, Figura 5.10 e Figura 5.11, apresentando a penalidade do RAKE, HD_PIC e SD_PIC para os cenários 2, 3 e 4, relativamente ao cenário 1, para uma BER igual a $2 \cdot 10^{-2}$ e $2 \cdot 10^{-3}$, respectivamente.

Tabela 5.8: Penalidade do RAKE, SD_PIC e HD_PIC para os cenários 2, 3 e 4, relativamente ao cenário 1, para uma $BER=2.10^{-2}$.

Receptores	Penalidade (dB)		
	Cenário 2	Cenário 3	Cenário 4
RAKE	2.3	4	7
SD_PIC	<0.2	0.5	0.5
HD_PIC	<0.1	<0.1	<0.1

Tabela 5.9: Penalidade do RAKE, SD_PIC e HD_PIC para os cenários 2, 3 e 4, relativamente ao cenário 1, para uma $BER=2.10^{-3}$.

Receptores	Penalidade (dB)		
	Cenário 2	Cenário 3	Cenário 4
RAKE	NA*	NA*	NA*
SD_PIC	1	2	4
HD_PIC	0.2	0.3	0.5

* não atingível

Pelos resultados das Figura 5.9, Figura 5.10, Figura 5.11 , Tabela 5.8 e Tabela 5.9 podem extrair-se as seguintes conclusões:

- O receptor RAKE é bastante sensível a diferenças de potências, mesmo para diferenças de 3dB (cenário 2).
- O *multisensor* SD_PPIC é bastante menos sensível a diferenças de potência que o receptor RAKE, sendo resistente a diferenças de 3dB, mas bastante sensível a diferenças da ordem dos 6dB (cenário 4).
- O *multisensor* HD_PIC é o detector menos sensível a diferenças de potência, mesmo para o cenário 4. Assim, o *multisensor* HD_PIC é resistente mesmo quando existem utilizadores no mesmo TS com diferenças de potência de 6dB.

Na Figura 5.12 é feita uma comparação do desempenho entre o HD_PIC com um estágio e o HD_PIC com dois estágios de cancelamento, em função da razão de E_b/N_0 . Neste caso o cenário 2 é dado por:

- 4 utilizadores com $FE=16$ e potência relativa igual a 0dB.
2 utilizadores com $FE=4$ e potência relativa 12dB maior que a potência dos 4utilizadores com $FE=16$

Nesta figura também estão representados apenas os quatro primeiros utilizadores com FE igual a 16. A partir destes resultados pode extrair-se duas conclusões: a primeira é que o HD_PIC com um estágio perde parte da sua resistência ao efeito *near-far* para diferenças de potência de 12dB, obtendo-se uma penalidade no desempenho de mais de 1dB (BER igual a $2 \cdot 10^{-3}$), a segunda é que o uso de mais do que um estágio de cancelamento consegue remover toda a interferência de acesso múltiplo adicional causada pelos utilizadores com potência de 12dB. Isto significa que o HD_PIC com dois estágios é muito mais resistente que o HD_PIC com apenas um estágio em cenários com diferenças de potência. Pela Figura 5.12 verifica-se que o HD_PIC com dois estágios, cenário 2, apresenta o mesmo desempenho que o HD_PIC com um estágio, cenário 1. Nesta figura não está representada a curva para o cenário 1 com dois estágios porque o desempenho é o mesmo do que obtido para um estágio (Figura 5.6 para K igual a 6).

Foram feitas simulações em que se aplicou um peso diferente a cada um dos K utilizadores, consoante o seu factor de espalhamento, isto é, usou-se um peso mais baixo nos utilizadores com um factor de espalhamento maior (capítulo 3), não se observando qualquer melhoria relativamente ao caso em que se aplicou o mesmo peso a todos os utilizadores.

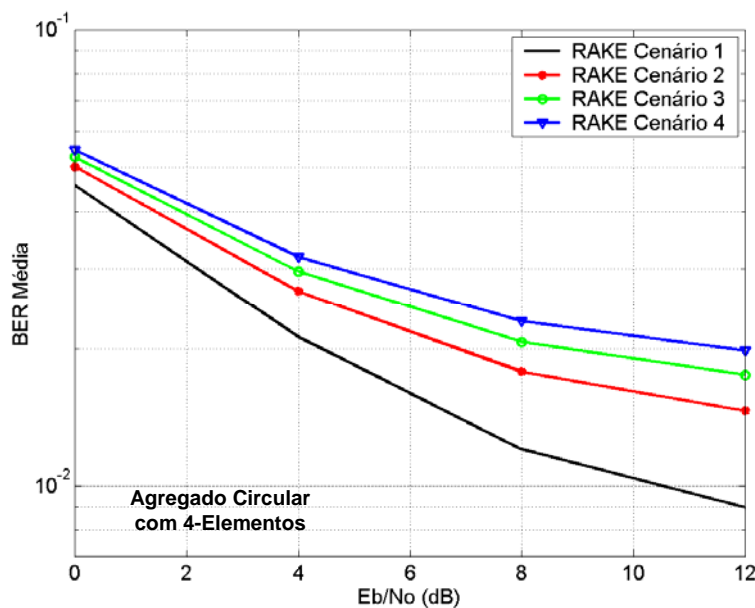


Figura 5.9: Desempenho do RAKE em cenários com diferentes factores de espalhamento.

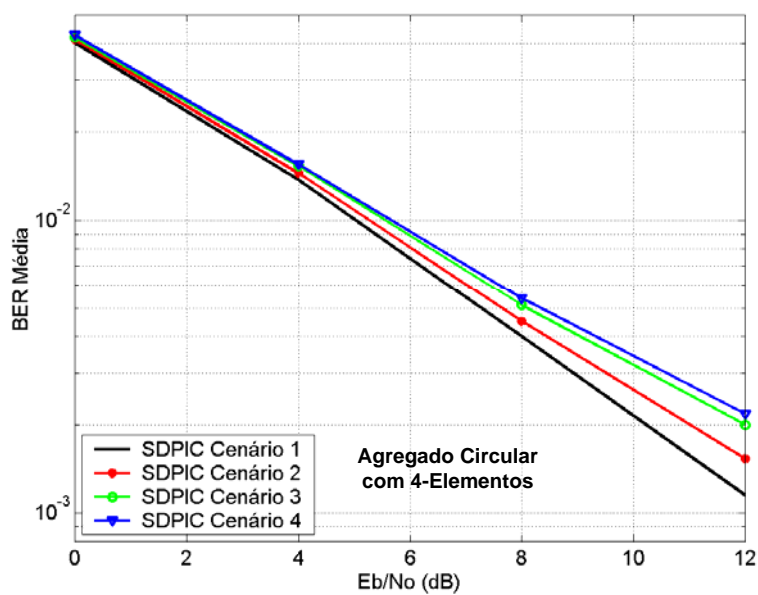


Figura 5.10: Desempenho do SD_PPIC, um estágio, em cenários com diferentes factores de espalhamento.

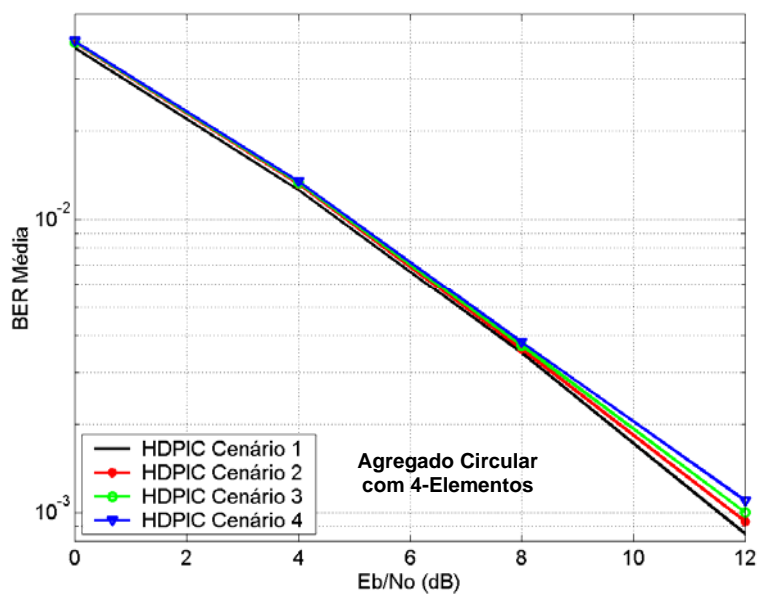


Figura 5.11: Desempenho do HD_PIC, um estágio, em cenários com diferentes factores de espalhamento.

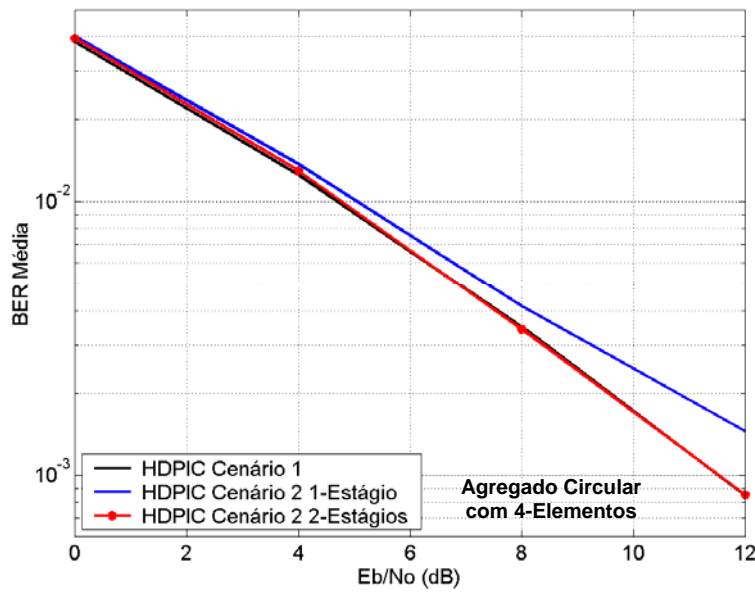


Figura 5.12: Comparação do desempenho do HD_PIC com um e dois estágios, em cenários com diferentes factores de espalhamento.

5.3 Resultados com Estimativas Imperfeitas dos Parâmetros do Canal

Num sistema prático o *multisensor* PIC necessita para operar das estimativas dos seguintes parâmetros do canal: amplitude, fase, atraso e ângulos de chegada. Uma vez que as estimativas fornecidas pela unidade de estimação ao PIC, vêm sempre afectadas de erros, é extremamente importante avaliar a sensibilidade do *multisensor* PIC a estimativas imperfeitas desses parâmetros. Este estudo é importante por duas razões: permite definir os requisitos da unidade de estimação e permite avaliar de uma forma mais realista o desempenho do *multisensor* PIC em sistemas práticos. De forma a avaliar a sensibilidade do *multisensor* HD_PIC e SD_PPIC a estimativas imperfeitas dos parâmetros do canal, foi usada uma variável Gaussiana de média nula, desvio padrão variável consoante o erro que se pretende introduzir, para modelar os erros de todos os parâmetros do canal.

A variância do erro da amplitude das componentes multipercurso é normalizada para a potência total do sinal, sendo dada por,

$$\sigma^2 = \frac{E(\hat{\alpha}_{k,l} - \alpha_{k,l})^2}{E\left[\sum_{l=1}^L \alpha_{k,l}^2\right]} \quad (5.1)$$

em que L representa o número de componentes multipercurso e $\alpha_{k,l}$ a amplitude da componente l do utilizador k .

O número de amostras por *chip* usado para obter os resultados com estimativas imperfeitas no atraso foi 10. Isto para se conseguir usar desvios padrão da ordem dos 0.1 tempos de *chip* (T_C).

Nesta secção os parâmetros usados, para obter todos os resultados com excepção dos da Figura 5.17, foram: $K=4$, $FE=4$ e número de elementos do agregado circular igual a 4. Os resultados da Figura 5.17 foram obtidos para $K=12$, $FE=16$ e para um agregado de 4-elementos.

As Figura 5.13, Figura 5.14, Figura 5.15 e Figura 5.16 apresentam os resultados obtidos para o HD_PIC com estimativas imperfeitas para o atraso, fase, ângulo de chegada e amplitude, respectivamente em função da razão de E_b/N_0 .

Pela Figura 5.13 verifica-se que o HD_PIC apresenta uma degradação moderada do desempenho para erros nas estimativas do atraso até um desvio padrão de $0.1T_C$. No entanto para valores no desvio padrão do erro superiores a $0.1T_C$ verifica-se uma rápida degradação do desempenho. Por exemplo, para um desvio padrão no erro de $0.2T_C$ verifica-se uma penalidade no desempenho de aproximadamente 4dB, para uma BER igual a $8 \cdot 10^{-3}$, para o cenário da Figura 5.13. Qualitativamente o mesmo comportamento ocorre quando se consideram erros nas estimativas da DOA, fase e amplitude, isto é, a degradação do desempenho aumenta à medida que os erros nas estimativas aumentam. Dos resultados das Figura 5.14 e Figura 5.15 observa-se que a degradação do desempenho devido a erros nas estimativas da fase e ângulo de chegada é desprezável para valores do desvio padrão no erro até 5° , a partir daí a degradação aumenta rapidamente. Um erro com desvio padrão de 10° nas estimativas da DOA e da fase acarreta uma penalidade no desempenho de aproximadamente de 1.5dB e 1.2dB respectivamente, ambos para uma BER igual a $8 \cdot 10^{-3}$. Assim, pode concluir-se que erros nas estimativas da fase têm praticamente o mesmo impacto que erros nas estimativas da DOA no desempenho do HD_PIC. A Figura 5.16 apresenta os resultados para o HD_PIC

com estimativas imperfeitas na amplitude das componentes multipercurso. De uma forma geral observa-se o mesmo comportamento dos parâmetros do canal anteriores. Para um desvio padrão no erro de 0.05 a degradação do desempenho é moderada, aumentando consideravelmente a partir desse valor. Verifica-se que um desvio padrão no erro de 0.1 acarreta um penalidade de 1.3dB, para uma BER igual a $8 \cdot 10^{-3}$.

A Tabela 5.10 sumaria alguns dos resultados obtidos nas Figura 5.13, Figura 5.14, Figura 5.15 e Figura 5.16.

Tabela 5.10: Penalidade do HD_PIC com estimativas erradas nos parâmetros do canal, relativamente ao caso com estimativas perfeitas, $BER=8 \cdot 10^{-3}$.

Parâmetros com erro	Desvio Padrão	Penalidade do HD_PIC (dB)
Atraso	$0.1T_c$	0.7
	$0.2T_c$	5
Fase	5°	0.1
	10°	1.2
DOA	5°	0.2
	10°	1.5
Amplitude	5%	0.3
	10%	1.3

As principais conclusões que se podem extrair dos resultados da Tabela 5.10 são:

- O *multisensor* HD_PIC é bastante tolerante a erros moderados nas estimativas dos parâmetros do canal. A penalidade é moderada para valores no atraso, DOA, fase e amplitude até $0.1T_c$, 5° , 5° e 5%, respectivamente.
- A penalidade aumenta bastante quando esses erros aumentam. Como exemplo, verifica-se uma penalidade no atraso de 0.7dB para um desvio padrão no erro de $0.1T_c$, mas quando esse erro aumenta o dobro ($0.2T_c$) a penalidade aumenta quase 6 vezes.
- O *multisensor* HD_PIC é ligeiramente menos tolerante a erros nas estimativas da DOA do que na fase.

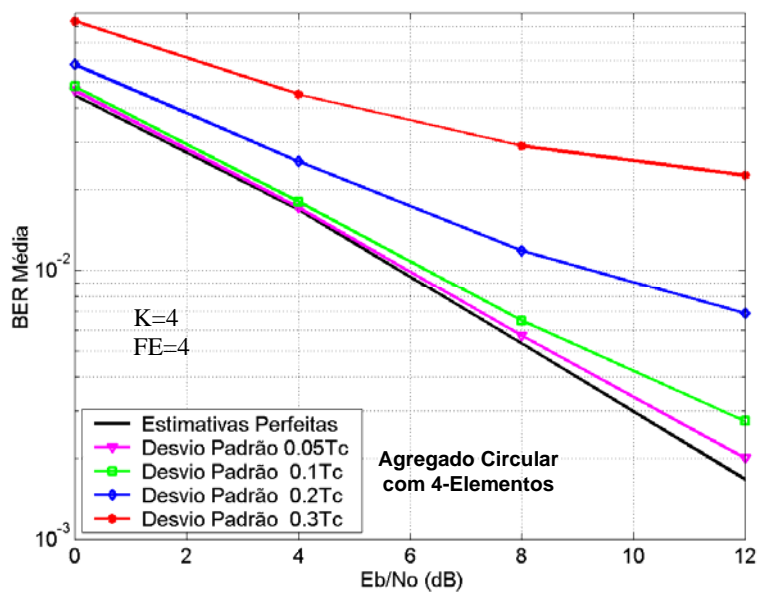


Figura 5.13: Desempenho do HD_PIC (um estágio) com estimativas imperfeitas no atraso.

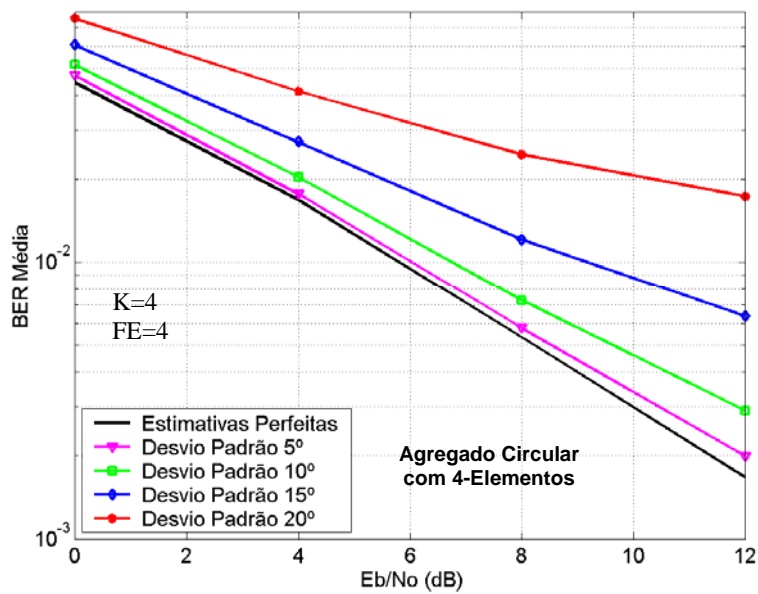


Figura 5.14: Desempenho do HD_PIC (um estágio) com estimativas imperfeitas na fase.

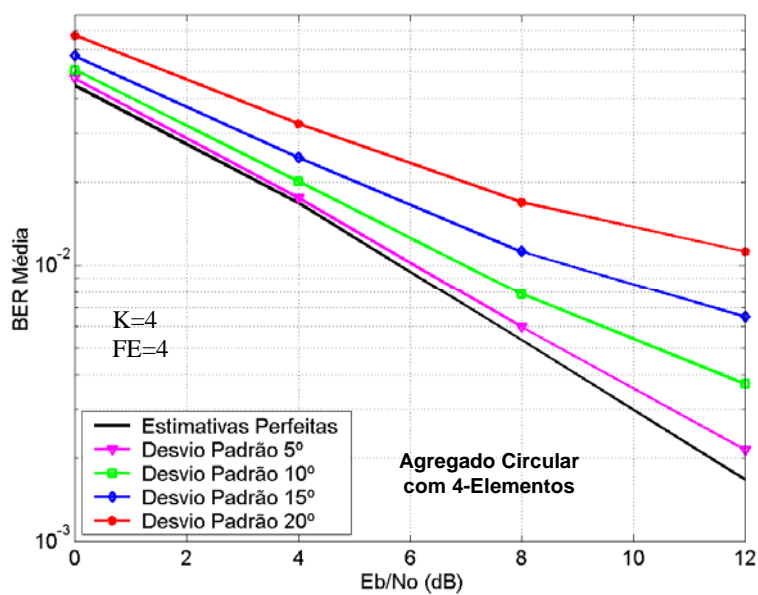


Figura 5.15: Desempenho do HD_PIC (um estágio) com estimativas imperfeitas no ângulo de chegada.

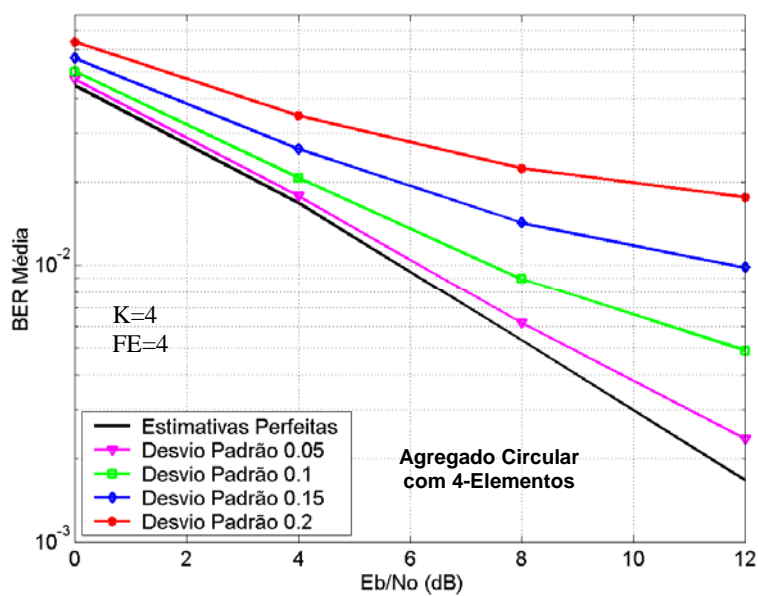


Figura 5.16: Desempenho do HD_PIC (um estágio) com estimativas imperfeitas na amplitude.

Foram feitas simulações para o HD_PIC com dois estágios para os mesmos cenários das Figura 5.13, Figura 5.14, Figura 5.15 e Figura 5.16, não se observando qualquer melhoria no desempenho. Estes resultados eram esperados uma vez que para o mesmo cenário, mas com estimativas perfeitas, o desempenho do HD_PIC com um estágio é o mesmo que o HD_PIC com dois estágios. Num cenário em que exista diferenças de desempenho entre esses dois PICs, como por exemplo o da Figura 5.17, já se observa uma melhoria do desempenho do HD_PIC com dois estágios. A partir dessa figura verifica-se que o HD_PIC com dois estágios apresenta uma melhoria no desempenho relativamente ao HD_PIC com um estágio, para estimativas erradas no ângulo de chegada. No entanto esse ganho é ligeiramente menor do que aquele que se obtém para estimativas perfeitas. Logo o HD_PIC com dois estágios é menos resistente que o HD_PIC com um estágio, para estimativas erradas dos parâmetros do canal.

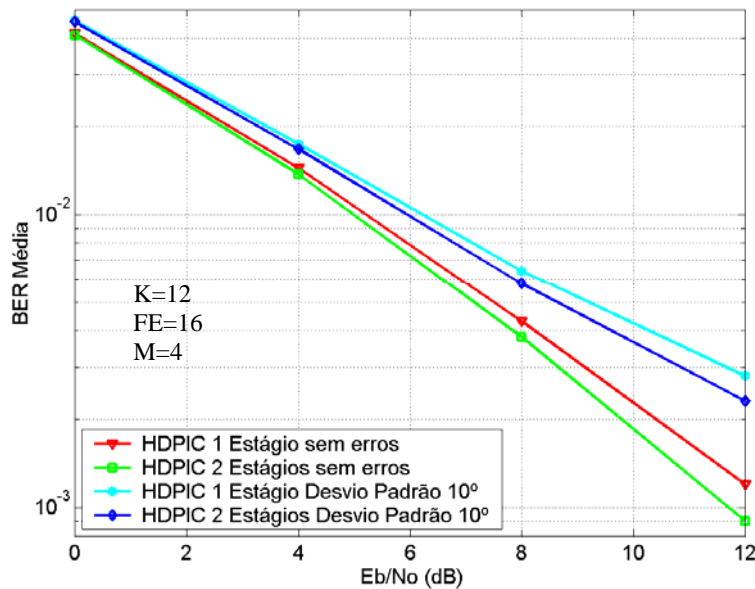


Figura 5.17: Comparação do desempenho entre o HD_PIC (um estágio) e o HD_PIC (dois estágios) com estimativas imperfeitas do ângulo de chegada.

A unidade de estimação fornece ao PIC estimativas dos parâmetros do canal, provavelmente, com erros na fase, atraso, amplitude e DOA simultaneamente e não em apenas um deles. Assim, de forma a avaliar o desempenho do HD_PIC com erros nas estimativas em todos os parâmetros considerou-se três cenários distintos, tal como se mostra na Tabela 5.11.

Tabela 5.11: Desvios padrão no erro dos parâmetros do canal para três cenários diferentes.

	Cenário 1	Cenário 2	Cenário 3
Atraso	$0.05T_c$	$0.05T_c$	$0.1 T_c$
Fase	2.5°	5°	10°
Amplitude	0.025	0.05	0.1
DOA	2.5°	5°	10°

Pelos resultados da Figura 5.18 verifica-se uma degradação moderada no desempenho para o cenário 1. No entanto a degradação aumenta rapidamente com o aumento do desvio padrão no erro das estimativas dos parâmetros do canal, verifica-se uma penalidade no desempenho de aproximadamente de 0.4dB e 1.2dB (BER igual a $4 \cdot 10^{-3}$), para os cenários 1 e 2 respectivamente.

Pela Tabela 5.11 verifica-se que no cenário 3 os desvios padrão nos erros são aumentados para o dobro relativamente ao cenário 2. No entanto a penalidade no desempenho para o cenário 3 é maior que 6dB enquanto que para o cenário 2 é de aproximadamente de 0.3dB, ambos para uma BER igual a 10^{-2} , ou seja, uma penalidade de cerca de 4 vezes maior. Provavelmente o cenário 3 não será muito realista num sistema prático.

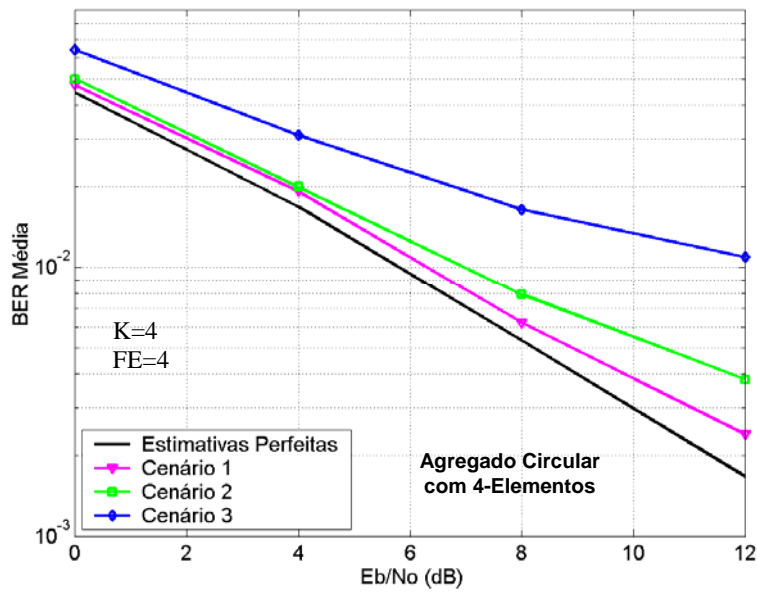


Figura 5.18: Desempenho do HD_PIC (um estágio) com estimativas imperfeitas em todos os parâmetros do canal simultaneamente.

As Figura 5.19, Figura 5.20, Figura 5.21 e Figura 5.22 apresentam os resultados obtidos para o SD_PPIC com estimativas imperfeitas para o atraso, fase, ângulo de chegada e amplitude, respectivamente, em função da razão de E_b/N_0 .

Pela Figura 5.19 verifica-se que o SD_PPIC apresenta uma degradação no desempenho quase desprezável para erros nas estimativas no atraso até um desvio padrão de $0.1T_c$, degradando-se rapidamente para valores mais elevados. Qualitativamente observa-se o mesmo comportamento para os outros parâmetros do canal, ou seja, a degradação aumenta rapidamente com o aumento do erro das estimativas desses parâmetros, tal como acontecia com o HD_PIC.

A Tabela 5.12 sumaria alguns dos resultados obtidos nas Figura 5.19, Figura 5.20, Figura 5.21 e Figura 5.22.

Tabela 5.12: Penalidade do SD_PIC com estimativas erradas nos parâmetros do canal, relativamente ao caso com estimativas perfeitas, $BER=8.10^{-3}$.

Parâmetros com erro	Desvio Padrão	Penalidade do SD_PIC (dB)
Atraso	$0.1T_c$	0.5
	$0.2T_c$	4.7
Fase	5°	0.1
	10°	1.1
DOA	5°	0.2
	10°	1.8
Amplitude	5%	0.3
	10%	2.5

As principais conclusões que se podem extrair dos resultados da Tabela 5.12 são:

- O *multisensor* SD_PIC é bastante tolerante a erros moderados nas estimativas dos parâmetros do canal. A penalidade é moderada para valores do desvio padrão no erro do atraso, DOA, fase e amplitude até $0.1T_c$, 5° , 5° e 5%, respectivamente
- A penalidade aumenta bastante quando esses erros aumentam. Como exemplo, observa-se uma penalidade no atraso de 0.7dB para uma erro no desvio padrão de $0.1T_c$, mas quando esse erro aumenta o dobro ($0.2T_c$) a penalidade aumenta quase 7 vezes.
- De uma forma geral as conclusões são as mesmas que as do *multisensor* HD_PIC.

A Figura 5.23 apresenta os resultados para o SD_PPIC com estimativa imperfeitas em todos os parâmetros do canal. Os cenários usados são os da Tabela 5.11.

Verifica-se que para o cenário 1 a degradação do desempenho é praticamente desprezável, sendo bastante elevada para o cenário 3, tal como para o HD_PIC. Pode ver-se uma penalidade no desempenho de 0.2 dB, 1.2 dB e de mais de 6 dB para os cenários 1, 2 e 3, respectivamente, para uma BER igual a 10^{-2} .

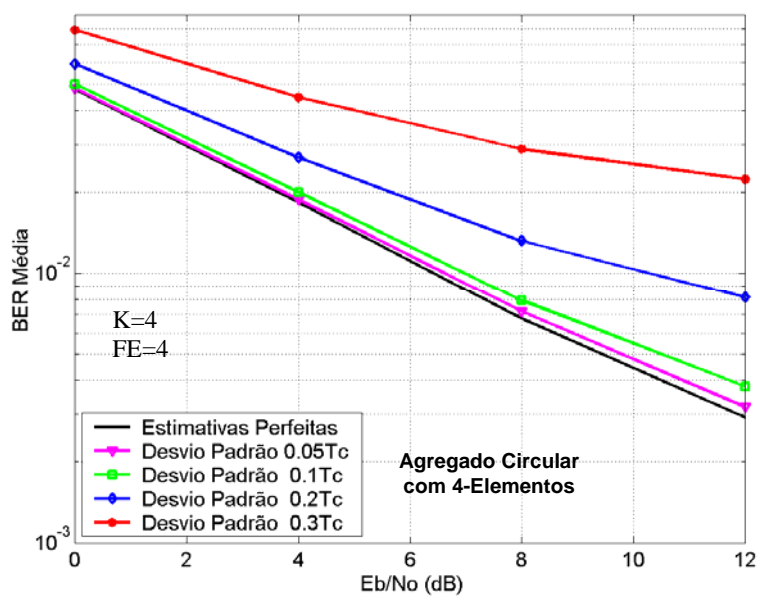


Figura 5.19: Desempenho do SD_PPIC (um estágio) com estimativas imperfeitas no atraso.

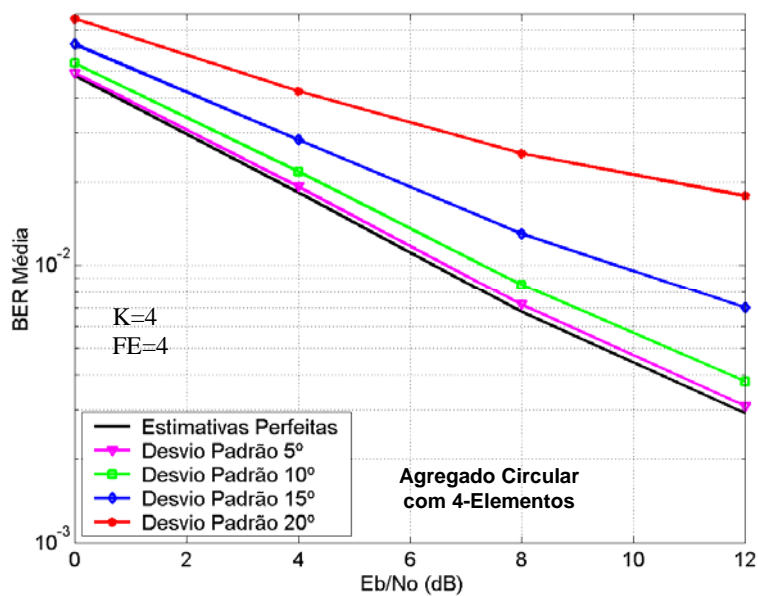


Figura 5.20: Desempenho do SD_PPIC (um estágio) com estimativas imperfeitas na fase.

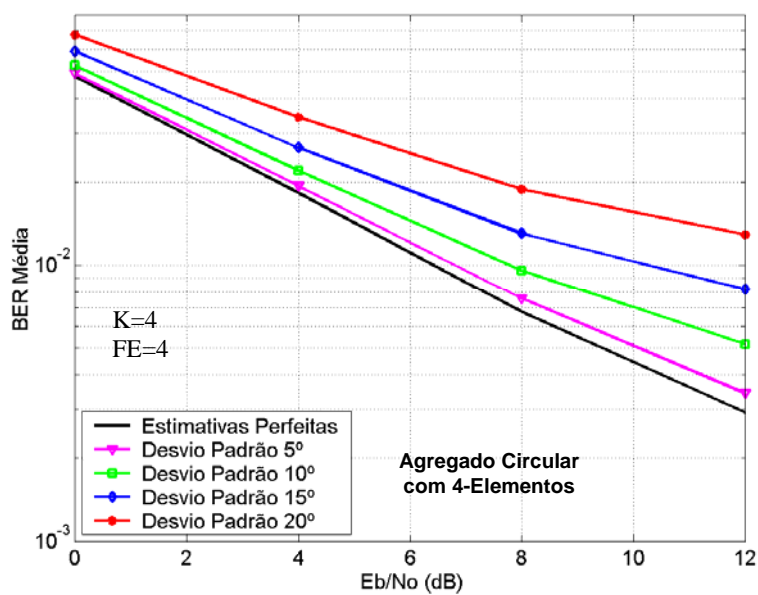


Figura 5.21: Desempenho do SD_PPIC (um estágio) com estimativas imperfeitas no ângulo de chegada.

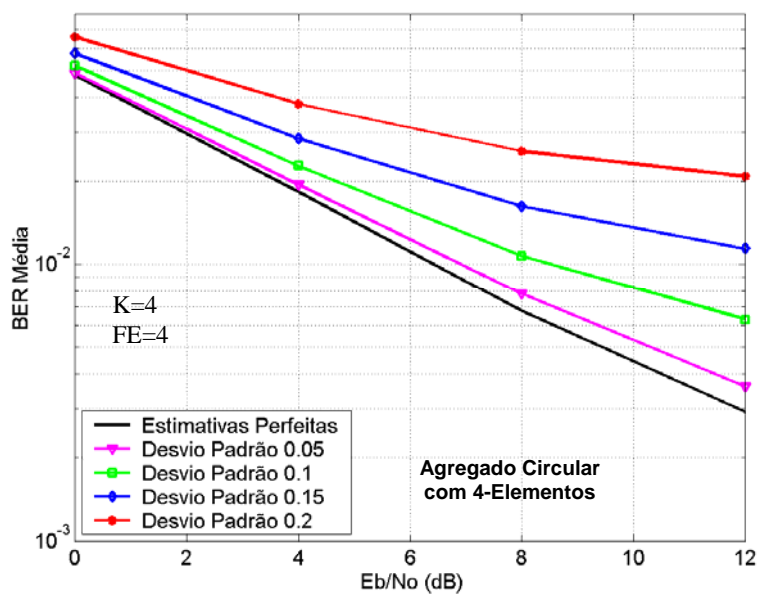


Figura 5.22: Desempenho do SD_PPIC (um estágio) com estimativas imperfeitas na amplitude.

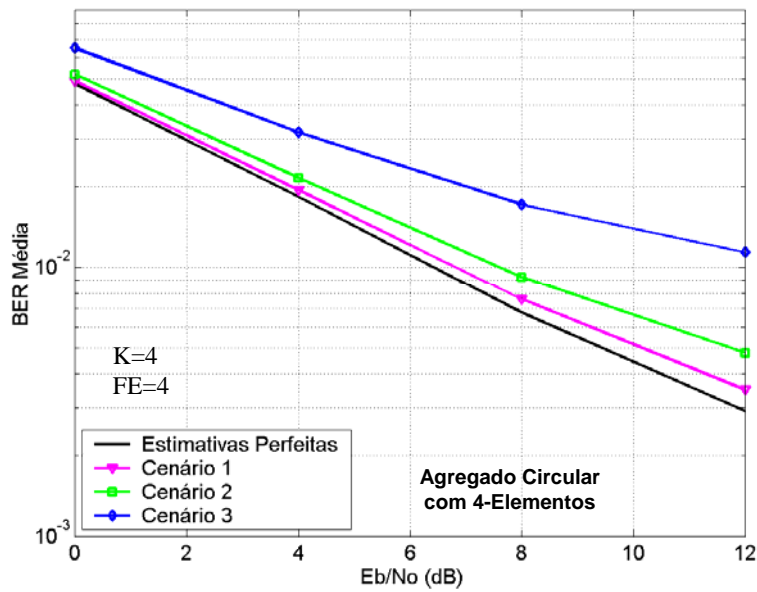


Figura 5.23: Desempenho do SD_PPIC (um estágio) com estimativas imperfeitas em todos os parâmetros do canal simultaneamente.

As Figura 5.24, Figura 5.25, Figura 5.26, Figura 5.27 e Figura 5.28 apresentam uma comparação entre o desempenho do HD_PIC com o SD_PPIC para estimativas erradas no atraso, ângulo de chegada, fase, amplitude e para todos os parâmetros, respectivamente.

Para obter os resultados das quatro primeiras figuras usou-se um E_b/N_0 de 12dB, FE=4 e K=4.

Pela Figura 5.24 verifica-se que para valores do desvio padrão no erro até $0.1T_c$, a degradação do SD_PPIC é mais lenta quando comparada com o HD_PIC para estimativas erradas no atraso. Para um desvio padrão de $0.3T_c$ o desempenho do SD_PPIC e do HD_PIC é exactamente o mesmo, atingindo nesse ponto uma BER igual a 0.022. Para o mesmo valor de E_b/N_0 o RAKE apresenta uma BER igual a 0.017, para estimativas perfeitas dos parâmetros do canal. Isto significa que o receptor convencional apenas atinge o mesmo desempenho que o HD_PIC e SD_PPIC, quando estes apresentam um erro no atraso com um desvio padrão de aproximadamente de $0.3T_c$.

Pelas Figura 5.25 e Figura 5.26 também pode verificar-se que para valores pequenos do desvio padrão no erro do ângulo de chegada e da fase a degradação do SD_PPIC é menos pronunciada que a do HD_PIC. Para um desvio padrão no erro a partir de 25° a

degradação no desempenho do HD_PIC e SD_PPIC é praticamente a mesma. A partir da Figura 5.26 observa-se que o desempenho do HD_PIC é melhor que o do SD_PPIC para um desvio padrão no erro da fase até 20° , a partir desse ponto o desempenho dos dois detectores é exactamente o mesmo apresentando uma BER igual a 0.017. Este valor corresponde ao do RAKE, para o mesmo valor de E_b/N_0 , com estimativas perfeitas dos parâmetros do canal. Assim, seria necessário um erro na fase de 20° , para ambos os detectores, para o RAKE a operar com estimativas perfeitas atingir o mesmo desempenho.

Pela Figura 5.27 verifica-se que para valores do desvio padrão no erro da amplitude inferiores a 0.25 o desempenho do HD_PIC é melhor que o do SD_PPIC. Até este ponto a degradação do SD_PPIC é menos pronunciada que a do HD_PIC, tal como acontecia com os outros parâmetros do canal. A partir de valores do desvio padrão no erro de 0.25 o desempenho dos dois detectores é praticamente o mesmo. Para o RAKE, com estimativas perfeitas, atingir o mesmo desempenho que o HD_PIC ou o SD_PPIC seria necessário que estes tivessem um erro na amplitude de 0.2. A partir destes resultados verifica-se que seria necessário erros muito elevados nos parâmetros do canal, individualmente, para que o RAKE (com estimativas perfeitas) atinga o desempenho do HD_PIC e do SD_PPIC. Além disso para erros moderados nas estimativas dos parâmetros do canal o HD_PIC apresenta melhor desempenho que o SD_PPIC. Estas mesmas conclusões podem ser confirmadas pela Figura 5.28, onde se pode ver que para erros moderados, cenários 1 e 2, em todos os parâmetros do canal o HD_PIC apresenta melhor desempenho que o SD_PPIC. Apenas para o cenário 3 o desempenho de ambos os detectores é o mesmo.

As principais conclusões que podem extrair-se dos resultados das Figura 5.24, Figura 5.25, Figura 5.26, Figura 5.27 e Figura 5.28 são:

- Para erros moderados nas estimativas dos parâmetros do canal a degradação do desempenho do SD_PPIC é mais lenta do a do HD_PIC. No entanto o desempenho do HD_PIC continua a ser melhor que o do SD_PPIC.
- Para valores mais elevados do erro nas estimativas dos parâmetros os dois detectores apresentam a mesma degradação. Isto acontece para valores do desvio padrão no erro do atraso, DOA, fase e amplitude de $0.3T_c$, 25° , 20° e 27%, respectivamente.
- O desempenho do receptor RAKE, com estimativas perfeitas, é igual ao do HD_PIC e SD_PIC, apenas quando estes apresentam valores elevados no

erro das estimativas dos parâmetros do canal. No entanto esses erros são muito superiores aqueles que um estimador prático poderá apresentar.

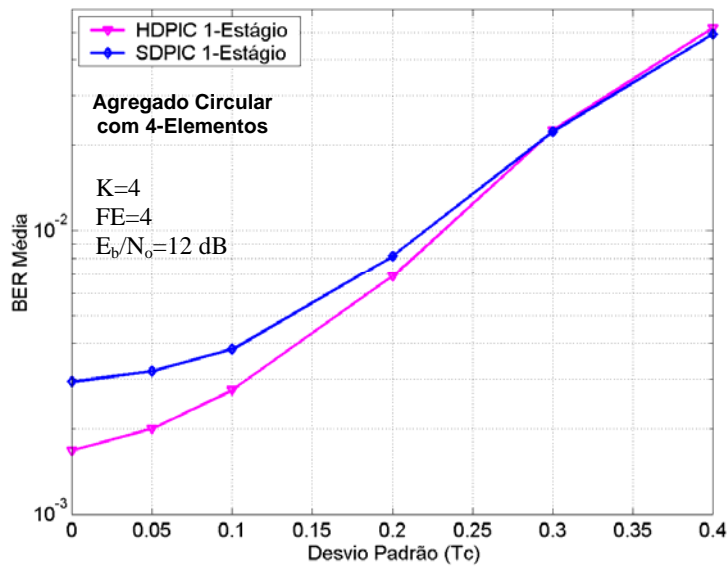


Figura 5.24: Comparação do desempenho entre o HD_PIC e o SD_PPIC com estimativas imperfeitas do atraso.

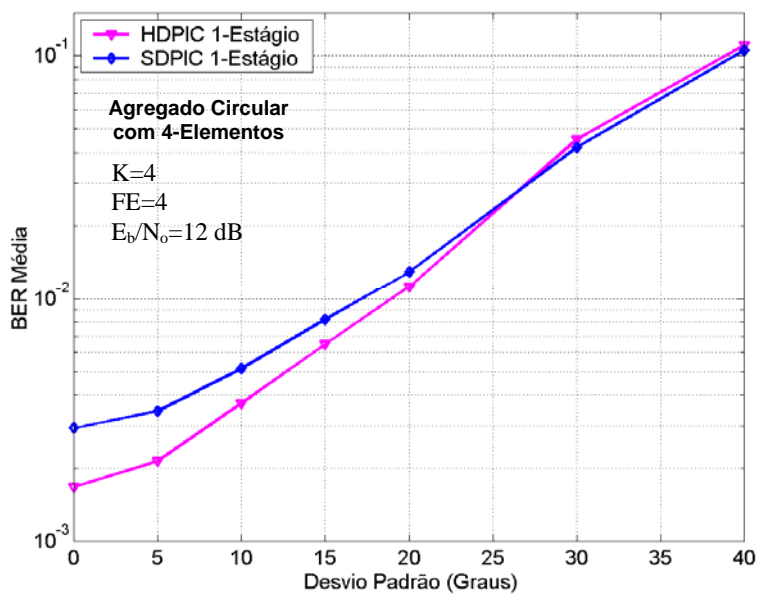


Figura 5.25: Comparação do desempenho entre o HD_PIC e o SD_PPIC com estimativas imperfeitas do ângulo de chegada.

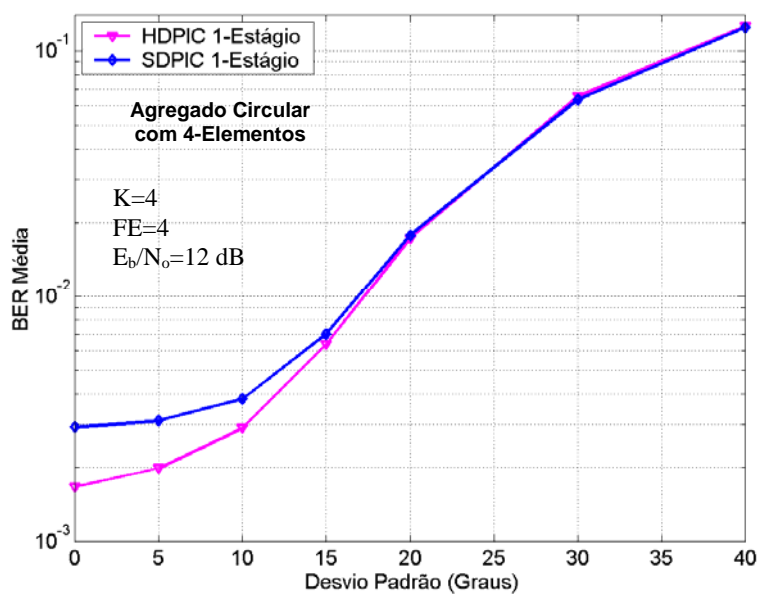


Figura 5.26: Comparação do desempenho entre o HD_PIC e o SD_PPIC com estimativas imperfeitas na fase.

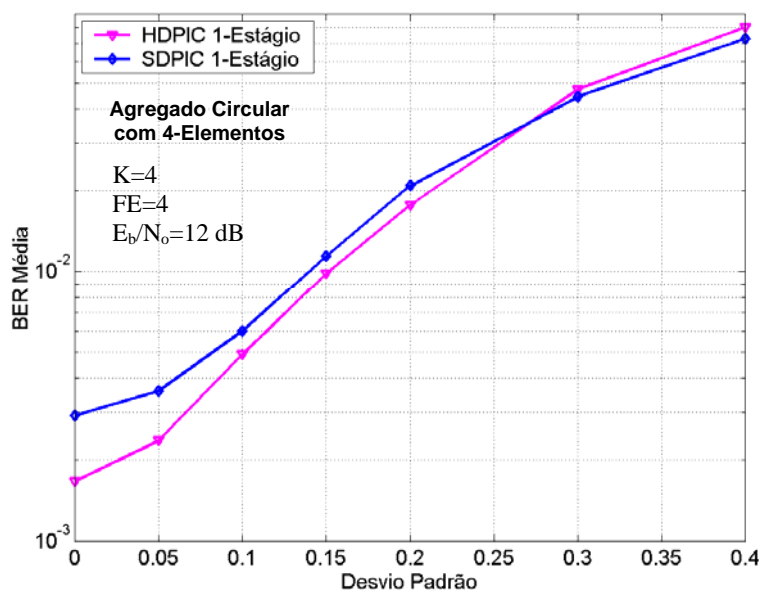


Figura 5.27: Comparação do desempenho entre o HD_PIC e o SD_PPIC com estimativas imperfeitas na amplitude.

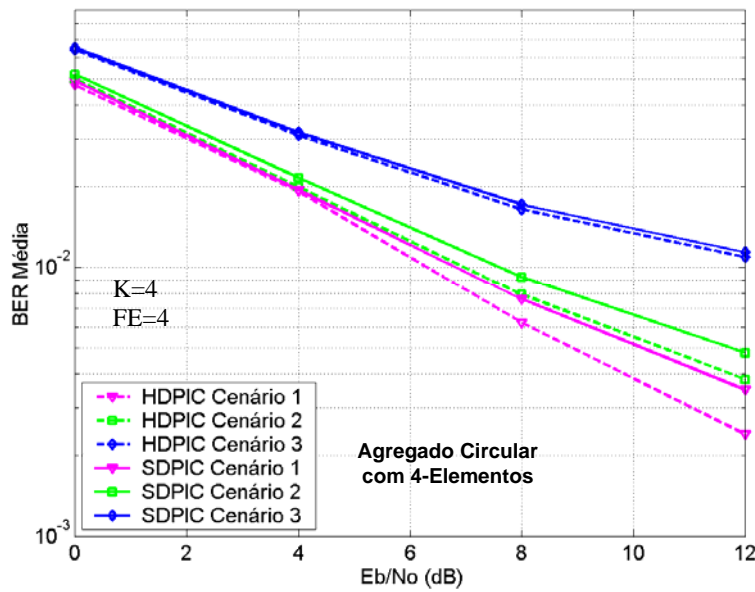


Figura 5.28: Comparação do desempenho entre o HD_PIC e o SD_PPIC com estimativas imperfeitas em todos os parâmetros do canal.

5.4 Parâmetros para a Análise do Sistema

Geralmente a simulação de um sistema celular é dividida em duas plataformas principais: *Link Level Evaluation Platform* (LLEP) e *System Level Evaluation Platform* (SLEP). O objectivo desta divisão é reduzir a complexidade de simulação. Inicialmente são executadas simulações ao nível do *Link*, depois, a partir dessas simulações calculam-se alguns parâmetros que posteriormente entram nas simulações ao nível do sistema (Figura 5.29)

Os parâmetros que entram no SLEP, calculados a partir do LLEP são:

- Eficiência do algoritmo de detecção múltipla (α), neste caso do PIC. Qualitativamente este parâmetro dá uma ideia da quantidade da interferência intra-celular que o PIC consegue remover.
- Factor de ortogonalidade do canal (β). Um valor de β igual 1, significa que os utilizadores são perfeitamente ortogonais, enquanto que β igual 0,

significa que os utilizadores perdem completamente a ortogonalidade entre si, i.e. são completamente assíncronos.

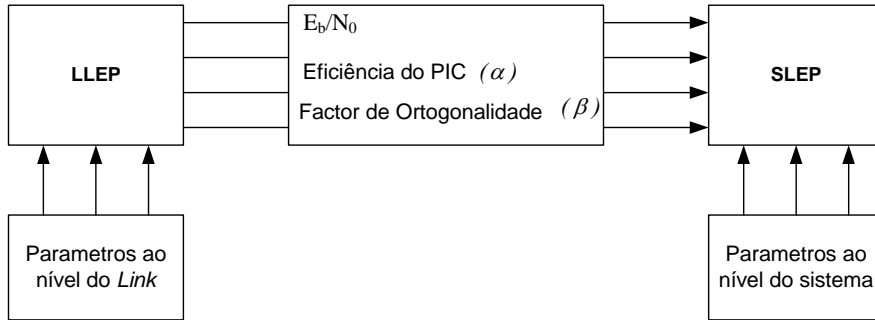


Figura 5.29: Interface entre o LLEP e o SLEP.

Nesta dissertação apenas foram feitas simulações ao nível do Link, no entanto também foram calculados os parâmetros (α e β) para a análise do sistema.

De acordo com as propriedades de correlação dos códigos usados no UMTS, o valor de E_b/I_0 , para o UMTS-TDD, observado na recepção, após o *de-spread* pode ser dado por [74]:

$$\left(\frac{E_b}{I_0} \right)_i = \frac{W}{R_i} \frac{PRx_i}{N_o + IP_{extra} + \alpha \beta IP_{intra}} \quad (5.1)$$

onde PRx_i é a potência recebida do utilizador i , IP a potência da interferência e a razão W/R_i o factor de espalhamento do utilizador i . Em [74] é feita uma descrição matemática de como calcular o valor de α , tendo-se chegado a seguinte expressão:

$$\alpha = \frac{E_{JD} - E_{SU}}{E_{RAKE} - E_{SU}} \frac{K-1}{K} + \frac{1}{K} \quad (5.2)$$

onde K representa o número de utilizadores, E_{JD} é a energia média dos K utilizadores (obtida com o PIC), E_{RAKE} é a energia média dos K utilizadores (obtida com o RAKE) e E_{SU} é a energia média dos K utilizadores, mas recebidos separadamente com o RAKE, isto, é os sinais não são somados antes do receptor RAKE. Para obter estes valores

foram feitas simulação em três plataformas distintas, tal como representado nas Figura 5.30, Figura 5.31 e Figura 5.32.

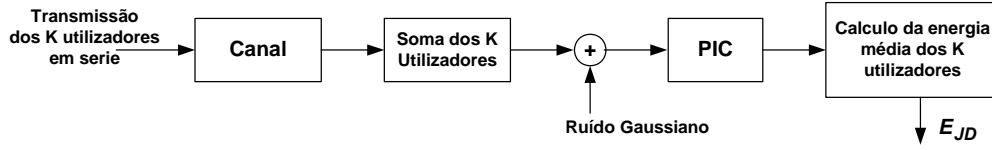


Figura 5.30: Plataforma de simulação com o PIC.

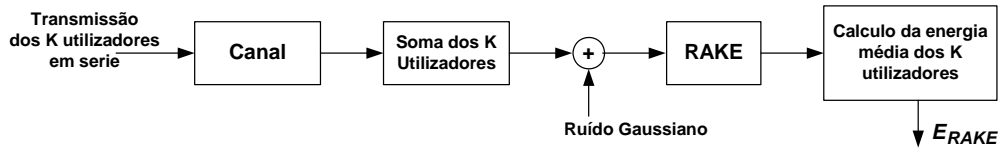


Figura 5.31: Plataforma de simulação com o RAKE.

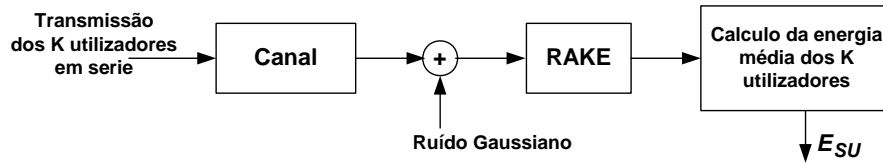


Figura 5.32: Plataforma de simulação com o RAKE, recebendo os utilizadores separados, isto é, sem interferência de acesso múltiplo.

O método usado para calcular o valor de β foi o mesmo de [9]. A expressão deduzida nessa referência é dada por,

$$\beta = 1 - \frac{E_b}{N_o} \left(\frac{E_b}{I_o} \right) \quad (5.3)$$

onde I_o , representa a interferência intra-celular e N_o a interferência inter-celular. Os valores de E_b/N_o e de E_b/I_o foram obtidos em duas plataformas distintas, tal como representado nas Figura 5.33 e Figura 5.34.

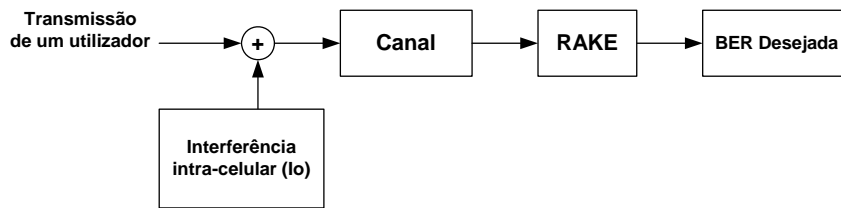


Figura 5.33: Plataforma de simulação para o calculo de E_b / I_o .

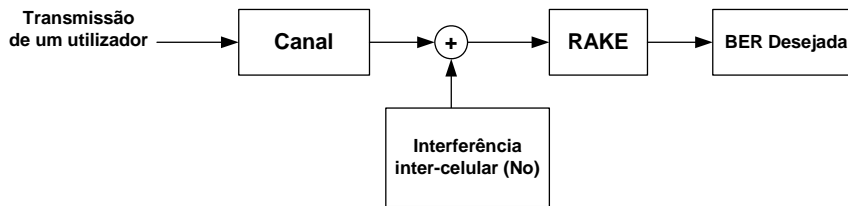


Figura 5.34: Plataforma de simulação para o calculo de E_b / N_o .

De forma a simular a interferência inter-celular usou-se ruído branco Gaussiano. Os parâmetros E_{JD} , E_{RAKE} e E_{SU} usados para o calculo do valor de α , e os parâmetros E_b / I_o e E_b / N_o , usados para o calculo dos valores de β , foram obtidos para uma BER igual a $2 \cdot 10^{-2}$.

A Tabela 5.13 apresenta os resultados obtidos para os valores de β e α . Os valores de α foram obtidos para o HD_PIC com um estágio, com um agregado circular de 4 elementos, FE=16 e K=8 e 12.

Tabela 5.13: Valores de α e β obtidos.

Nº de utilizadores	α	β
8	66%	0.85
12	78%	0.85

Pelos resultados da Tabela 5.13 verifica-se que o HD_PIC consegue remover cerca de 78% da interferência de acesso múltiplo, para 12 utilizadores e cerca de 66% para 8 utilizadores, ambos os casos para um canal com β igual a 0.85.

6 Conclusão e Trabalho Futuro

6.1 Conclusões

Esta dissertação enquadra-se na área das comunicações móveis, e teve como principal objectivo a implementação e análise do desempenho de algoritmos de detecção multi-utilizador baseados em técnicas PIC.

Depois de uma análise teórica de alguns dos mais importantes algoritmos de detecção multi-utilizador, com especial incidência nas técnicas PIC, foram implementadas diferentes estruturas desta técnica: HD_PIC e SD_PIC, com um e dois estágios, e com cancelamento parcial e completo. Todas estas estruturas foram implementadas com um agregado circular uniforme de M elementos e com apenas uma antena.

Concluído o trabalho de implementação, foi efectuado um conjunto de simulações em vários cenários, com o objectivo de seleccionar a estrutura PIC que apresenta melhor desempenho. Foram feitas simulações em cenários com estimativas perfeitas dos parâmetros do canal e com controlo de potência perfeita, com diferentes factores de espalhamento e com estimativas imperfeitas dos parâmetros do canal. As principais conclusões que se podem extrair, dos resultados obtidos, são:

- O desempenho de todas as estruturas PIC implementadas é significativamente melhor que o do receptor RAKE.

- O HD_PIC apresenta melhor desempenho que o SD_PIC.
- O uso de cancelamento parcial melhora consideravelmente o desempenho do SD_PIC, mas apenas quando o receptor usa uma antena.
- O desempenho de todas estruturas PIC melhora consideravelmente quando se usa um agregado circular uniforme de quatro elementos, quando comparado com o caso de uma antena.
- O desempenho do HD_PIC com dois estágios é semelhante ao HD_PIC com um estágios, num cenário com estimativas perfeitas dos parâmetros do canal e controle de potência perfeito.
- O HD_PIC é de todos o receptores implementados, aquele que apresenta maior resistência a diferenças de potência, apresentando excelente desempenho em cenários com vários factores de espalhamento. Contrariamente, o receptor RAKE é o que apresenta pior desempenho, degradando-se bastante com diferenças de potência de apenas 3dB.
- O HD_PIC com dois estágios apresenta melhor desempenho que o HD_PIC com um estágio, num cenário com diferentes factores de espalhamento.
- Para erros moderados nas estimativas dos parâmetros do canal a degradação do SD_PPIC é menos pronunciada que a do HD_PIC. No entanto o desempenho do HD_PIC continua a ser melhor nesses casos.
- Para erros elevados nas estimativas dos parâmetros do canal o desempenho do HD_PIC e SD_PPIC é semelhante.
- O HD_PIC com dois estágios é mais sensível a estimativas erradas dos parâmetros do canal que o HD_PIC com um estágio.

Além da análise do desempenho das diferentes estruturas PIC, nesta dissertação também se avaliou a complexidade destas mesmas estruturas. Tendo-se concluído que a sua complexidade não é muito superior ao do receptor convencional.

A partir destas conclusões verifica-se que o HD_PIC com um estágio é o que apresenta a melhor relação desempenho/complexidade. A escolha entre um ou dois estágios e do número de elementos do agregado deve ser feita em termos da complexidade que o sistema pode suportar.

Assim pode concluir-se que a combinação do HD_PIC, com um estágio, com um agregado de antenas é uma técnica extremamente promissora para o UMTS_TDD.

6.2 Trabalho Futuro

De forma a aprofundar o trabalho já desenvolvido seria interessante:

- Avaliar as estruturas PIC implementadas para outros modelos de canal. Uma vez que o desempenho dessas estruturas dependem do tipo de ambiente em que são usadas.
- A nível de sistema, avaliar o impacto destes algoritmos no aumento da capacidade do sistema, usando para isso os parâmetros (α e β) calculados no capítulo 5.
- Comparar estas estruturas PIC, com outros algoritmos de detecção multi-utilizador nas mesmas condições, porque só assim seria possível ter uma ideia real das diferenças de desempenho dos vários algoritmos de detecção múltipla existentes na literatura.

Formatted: Bullets and Numbering

A análise destas questões permitiria ter-se uma visão mais realista do impacto das estruturas *multisensor* PIC no desempenho do sistema.

Referências

- [1] “*The Evolution of Untethered Communications*”, National Academy Press, Washington D.C., USA – URL: <http://www.nap.edu/readingroom/books/evolution>.
- [2] “*Wireless Future*”, Teletronikk, Volume 97 No. 1, 2001.
- [3] Ramjee Prasad, “*Universal Wireless Personal Communications*”, Mobile Communications Series, Artech House Publishers, 1998.
- [4] Lin-Nan Lee, Khalid Karimullah, Feng-Wen e Mustafa Eroz, “*Third Generation Wireless Technologies-Expectations and Realities*”, Wireless Multimedia Network Technologies, Kluwer academic publishers, 1999.
- [5] Rudi Bekkers, Jan Smits, “*Mobile Telecommunications: Standards, Regulation and Applications*”, Mobile Communications Series, Artech House Publishers, 1999.
- [6] Ramjee Prasad, Werner Mohr e Walter Konhauser, “*Third Generation Mobile Communications Systems*”, Universal Personal Communications, Artech House Publishers, 2000.
- [7] S. Mota, A. Silva, M. Dinis and J. Fernandes, “*Radio Transmission and Experimental Channel Characterization Using an MBS Platform Operating in the 40 GHz Band*”, Aceite para publicação na revista internacional Wireless Personal Communication, Kluwer.
- [8] Andrew J. Viterbi, “*Principles of Spread Spectrum Communications*”, Addison-Wesley Wireless Communications Series, 1995.
- [9] Tero Ojanpera, Ramjee Prasad, “*Wideband CDMA for Third Generation Mobile Communications*”, Universal personal Communications, Artech House Publishers, 1998.
- [10] Savo Glisic, Branka Vucetic, “*Spread Spectrum CDMA systems for Wireless Communications*”, Artech House Publishers, 1997.
- [11] Raymond L. Pickholtz, Donald L. Schilling and Laurence B. Milstein, “*Theory of Spread-Spectrum Communications- A Tutorial*”, IEEE Transaction Communications, vol. COM-30, no. 5, Maio1982.
- [12] Andrew J. Viterbi, “*Spread Spectrum Communications- Myths and Realities*”, IEEE Communication Magazine, vol. 17, no. 3, Maio 1979.
- [13] Roger L. Peterson, Rodger E. Ziemer, David E. Borth, “*Introduction to Spread Spectrum communications*”, Prentice Hall, 1995
- [14] Robert C. Dixon, “*Spread Spectrum Systems with Commercial Applications*”, New York, John Wiley & Sons, 1994.

- [15] George R. Cooper, Clare D. McGillen, "*Modern Communications and Spread Spectrum*", McGraw-Hill Company, 1986.
- [16] Alex W. Lam, Sawasd Tantaratanana, "*Theory and Applications of Spread-Spectrum Systems*", Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc., 1994.
- [17] Andrew J. Viterbi, "*Wireless Digital Communications: a View Based on three Lessons Learned*", IEEE Communications Magazine, vol. 29, no. 9, Setembro 1991.
- [18] Adachi F., M. Sawahashi and K. Okawa, "*Tree-Structured Generation of Orthogonal Spreading Codes with different lengths for forward link of DS-CDMA mobile radio*", IEEE Electronic Letters, vol. 33, No. 1, Janeiro 1997.
- [19] Ramjee Prasad, "*Universal Wireless Personal Communications*", Artech House Publishers, 1998.
- [20] Harri Holma, Antti Toskala, "*WCDMA for UMTS*", John Wiley & Sons, LTD, junho 2000.
- [21] "*Third Generation Partner-Ship Project*", URL: <http://www.3gpp.org>.
- [22] Erik Dahlman, Bjorn Gudmundson, Mats Nilsson e Johan Skold, "*UMTS/IMT-2000 Based on Wideband CDMA*", IEEE Communications Magazine, Setembro 1998.
- [23] Prodip Chaudhury, Werner Mohr e Seizo Onoe, "*The 3GPP Proposal for IMT-2000*", IEEE Communications Magazine, Dezembro 1999.
- [24] Martin Haardt, Anja Klein, Reinhard Kohn, Stefan Oestreich, Marcus Purat, Volker Sommer e Thomas Ulrich, "*Radio Interface Concepts for UTRA TDD*", PIMRC 2000.
- [25] Martin Haardt, Anja Klein, Reinhard Kohn, Stefan Oestreich, Marcus Purat, Volker Sommer e Thomas Ulrich, "*The TDD-CDMA Based UTRA TDD Mode*", IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol. 18, No. 8, Agosto de 2000.
- [26] 3GPP, "*Technical Specification Group Radio Access Network, Physical channels and mapping of transport channels onto physical channels (TDD)*", 3G TS 25.221, Release 1999, URL: <http://www.3gpp.org>.
- [27] 3GPP, "*Technical Specification Group Radio Access Network, Spreading and Modulation (TDD)*", Release 1999, 3G TS 25.223, URL: <http://www.3gpp.org>.
- [28] 3GPP, "*Technical Specification Group Radio Access Network, Physical Layer Procedures (TDD)*", Release 1999, 3G TS 25.224, URL: <http://www.3gpp.org>
- [29] 3GPP, "*Technical Specification Group Radio Access Network, Physical Layer – Measurements (TDD)*", Release 1999, 3G TS 25.225, URL: <http://www.3gpp.org>
- [30] Shimon Moshavi, "*Multi-User Detection for DS-CDMA Communications*", IEEE Communications Magazine, Outubro de 1996.
- [31] Sergio Verdu, "*Multuser Detection*", Cambridge University Press, 1998.

- [32] John G. Proakis, "*Digital Communications*", McGraw-Hill International Editions, Electrical Engineering Series, 3ª Edição, 1995.
- [33] Alexandra Duel-Hallen, Jack Holtzman e Zoran Zvonar, "*Multiuser Detection for CDMA Systems*", IEEE Personal Communications, Abril de 1995.
- [34] M. K. Varanasi e B. Aazhang, "*Near – Optimum Detection in Synchronous Code-Division Multiple Access System*", IEEE Transactions on Communications, Vol.39, No. 5, Maio de 1991
- [35] Z. Xie, R. T. Short e C.K. Rushforth, "*A Family of Suboptimum Detectors for Coherent Multi-User Communications*", IEEE JSAC, Vol. 8, No. 4, Maio de 1990.
- [36] U. Madhow e M. Honing, "*MMSE Interference Suppression for Direct-Sequence Spread Spectrum CDMA*", IEEE Transactions on Communications, Vol.42, No. 5, Dezembro de 1994.
- [37] Neiyer S. Correal, R. Michael Buehrer e Brion D. Woener, "*A DSP-Based DS-CDMA Multiuser Receiver Employing Partial Parallel Interference Cancellation*", IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol. 17, No. 4, Abril de 1999.
- [38] Dariush Divsalar, Marvin K. Simon e Dan Raphaeli, "*Improved Parallel Interference Cancellation for CDMA*", IEEE Transactions on Communications, Vol.46, No. 2, Fevereiro de 1998.
- [39] R. Michael Buehrer e Steven P. Nicoloso, "*Comments on Partial Parallel Interference Cancellation for CDMA*", IEEE Transactions on Communications, Vol.47, No. 5, Maio de 1999.
- [40] Neiyer S. Correal, R. Michael Buehrer e Brion D. Woener, "*Improved CDMA Performance Through Bias Reduction for Parallel Interference Cancellation*", PIMRC 1997.
- [41] Matti Latva-aho, Markku Juntti and Markku Heikkila, "*Parallel Interference Cancellation Receiver for DS-CDMA Systems in Fading Channels*", PIMRC 97.
- [42] Aris Papasakellariou, "*Overview of Interference Cancellation for CDMA Wireless Systems*", Information Technology: Coding and Computing, pp .86-91, 2000.
- [43] Matti Latva-aho, Jorma Lilleberg, "*Parallel Interference Cancellation in Multiuser Detection*", Spread Spectrum Techniques and Applications, IEEE 4th International Symposium on, Vol. 3, 1996.
- [44] Matti Latva-aho, Markku Juntti e Kimmo Kansanen, "*Residual Interference Suppression in Parallel Interference Cancellation Receivers*", IEEE International Conference on Communications (ICC'99), vol. 2., Vancouver, Canada, Junho 1999.
- [45] Mahbubul Alam, Tero Ojanpera Ramjee Prasad, "*Near-Far Resistance of Parallel Interference Cancellation Detector in a Multirate DS-CDMA Systems*", VTC 1999.
- [46] F. Van Der Wijk, G. M. J. Janssen e R. Prasad, "*Groupwise Successive Interference Cancellation in a DS-CDMA System*", Proceedings of PIMRC'95, Toronto, Canada.

- [47] C. S. Wijting, T. Ojanpera, M. J. Juntti e R. Prasad, "*Performance of GroupWise Multiuser Detection in a Multirate DS-CDMA system in Fading Channels*", NCC'99, Calcuta, India, Janeiro de 1999.
- [48] R. Michael Buehrer, Neiyer S. Correal e Brian D. Woerner, "*A Comparison of Multiuser Receivers for Cellular CDMA*", GLOBECOM 1996.
- [49] Tero Ojanpera, Ramjee Prasad e Hiroshi Harada, "*Qualitative Comparison of Some Multiuser Detector Algorithms for Wideband CDMA*", VTC, 1998.
- [50] P. Orten e T. Ottoson, "*Robustness of DS-CDMA Multiuser Detectors*", CTMC Globecom 1997.
- [51] Matti Latva-aho, Markku Juntti E Markku Heikkila, "*Performance Comparison of PIC and Decorrelating Multiuser Receivers in Fading Channels*", GLOBECOM, Phonix, USA, Novembro de 1997.
- [52] Markku Juntti, "*Multiuser Detector Performance Comparisons in Multirate CDMA systems*", VTC de 1998.
- [53] Do-Sik Yoo e Wayne E. Stark, "*Interference Cancellation for Multirate Multiuser Systems*", VTC Spring, 2001.
- [54] S. Aarrass, T. Ojanpera, H. Nikookar e R. Prasad, "*Performance Comparison of Multiuser Detectors in a Multirate DS-CDMA System for Fading Channels*", WPMC, Aalborg, Dinamarca, Setembro de 2001.
- [55] Matti Latva-aho, Markku Juntti e Kimmo Kansanen, "*Performance of Parallel Interference Cancellation for CDMA With Delay Estimation*", IEEE Vehicular Technology Conference (VTC), 1999.
- [56] Matti Latva-aho, Markku Juntti, Kimmo Kansanen e Olli-Pekka Kaurahalmel, "*Performance of Parallel Interference Cancellation for CDMA in Estimated Fading Channels with Delay Mismatch*", Spread Spectrum Techniques and Applications, IEEE 5th International Symposium on, Vol. 3, 1998.
- [57] Matti Latva-aho, Markku Juntti, "*Multiuser Receivers for CDMA Systems in Rayleigh Fading Channels*", IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol. 49, No. 3, Maio de 2000.
- [58] R. Michael Buehrer, Neiyer S. Correal e Brian D. Woerner, "*A Simulation Comparison of Multiuser Receivers for Cellular CDMA*", IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol. 49, No. 4, Julho de 2000.
- [59] Joseph C. Liberti, Theodore S. Rappaport, "*Smart Antennas for wireless communications*", Prentice Hall Communications Engineering and Emerging Technologies Series, 1999.
- [60] Constantine A. Balanis, "*Antenna Theory Analysis and Design*", John Wiley & Sons Inc., Segunda Edição, 1982.

- [61] Lal C. Godara, "*Applications of Antenna Arrays to Mobile Communications, Part I: Performance Improvement, Feasibility and System Considerations*", Proceedings of the IEEE, Vol. 85. No. 7, Julho de 1997.
- [62] Lal C. Godara, "*Applications of Antenna Arrays to Mobile Communications, Part II: Beam-Forming and Direction-of-Arrival Considerations*", Proceedings of the IEEE, Vol. 85. No. 8, Agosto de 1997.
- [63] Markku J. Juntti, "*Performance Analysis of Linear Multisensor Multiuser Receivers for CDMA in Fading Channels*", IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol. 18, No. 7, Julho de 2000.
- [64] Ryuji Kohno and Hideki Imai, "*Combination of an Adaptive Array Antenna and a Canceller of Interference for Direct-Sequence Spread-Spectrum Multiple-Access System*", IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol. 8, No. 4, Maio de 1990.
- [65] Kyungseok Kim and Simon Saunders, "*Adaptive Antenna Array System Combining the Adaptive Beamformer with the Interference canceller for Wideband DS/CDMA*", 3G mobile Communication Technologies, Conference Publication No. 471, Março de 2000.
- [66] Mahdi Mozaffaripour e Rahim Tafazolli, "*Multisensor partial parallel interference cancellation for UMTS Uplink*", 3G mobile Communication Technologies, Conference Publication No. 477, Março de 2000.
- [67] A. Morgado, L. Gonçalves, P. Pinho, J. Fernandes e A. Gameiro, "*Advanced Space-Time Multiuser Receiver for Uplink TDD Mode for UMTS*". IST Summit, Irlanda, Setembro de 2000.
- [68] Lydia L. W. Leung, Roger Cheng, Khaled B Letaief e Ross D. Murch, "*Combined Multiuser Interference Cancellation and Antenna Array Processing for DS/CDMA Systems*", PIMRC 2000.
- [69] Howard Huang e Constantinos Papadias, "*Linear Space-Time Multiuser Receivers for Wireless CDMA Systems*", IEEE Journal on Selected Areas in Communications (J-SAC), Vol. 19, No. 2, Fevereiro de 2001.
- [70] H.C. Huang, "*Combined Multipath Processing, Array Processing, and Multiuser Detection for DS-CDMA Channels*", PhD. Thesis, Department of Electrical Engineering, Faculty of Princeton University, Janeiro de 1996.
- [71] M. Latva-Aho, "*Advanced Receivers for Wideband CDMA Systems*", PhD. Thesis, Department of Electrical Engineering, University of Oulu, 1998.
- [72] Adão Silva e Atilio Gameiro, "*Performance Evaluation of Multisensor Parallel Interference Cancellation for the UMTS-TDD uplink*", Wireless Personal Multimedia Communications (WPMC), Aalborg, Dinamarca, Setembro de 2001.
- [73] A. Silva, P. Pinho, P. Marques, A Gameiro e J. Fernandes , "*Performance and Sensitivity Evaluation of Multisensor Parallel Interference Cancellation for the UMTS-TDD uplink*", IST Summit , Barcelona, Espanha, Setembro de 2001.
- [74] "*Interface between LLEP and SLEP*", ASILUM Internal Report, IST-1999-10741/ITE/TCL/IN/Int/071/0.2, Novembro de 2001.